

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

Máster en Ingeniería Industrial

Trabajo Fin de Máster

Control de tensión AC de salida de un inversor trifásico mediante técnicas clásicas y \mathcal{H}_∞

Autor: José Manuel del Toro Zarza

Tutor: Santiago Cóbreces Álvarez

2017

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Máster en Ingeniería Industrial

Trabajo Fin de Máster

**Control de tensión AC de salida un inversor trifásico
mediante técnicas clásicas y \mathcal{H}_∞**

Autor: José Manuel del Toro Zarza

Director: Santiago Cóbreces Álvarez

Tribunal:

Presidente: D. Javier Acevedo Rodriguez

Vocal 1º: D. Felipe Espinosa Zapata

Vocal 2º: D. Santiago Cóbreces Álvarez

Fecha:

Agradecimientos y Dedicatoria

A mis padres José Manuel y María Jesús,
a mi hermano Félix,
a mi novia Cristina,
y a mi perro Chico.

“Somos lo que caminamos entre dos puntos”. David Foster Wallace.

Parte I

ÍNDICES

Índice general

I	ÍNDICES	7
II	RESÚMENES	21
III	LISTAS	29
IV	MEMORIA	35
1.	Introducción	37
1.1.	Introducción	37
1.1.1.	Antecedentes Socio-Tecnológicos	37
1.1.2.	Inversor	40
1.1.3.	Aplicaciones de los Inversores	42
1.2.	Presentación del Problema	46
1.2.1.	Introducción	46
1.2.2.	Estructura y estrategia de control	46
1.2.3.	Cargas a considerar	47
1.2.4.	Requisitos de la red generada	48
1.3.	Objetivos	49
1.4.	Organización de la memoria	50
2.	Fundamentos Teóricos	51
2.1.	Introducción a la Inversión Activa basada en la Topología VSC	51
2.1.1.	Introducción	51
2.1.2.	Modulación SPWM	53
2.1.3.	Representación de variables trifásicas	55
2.1.4.	Modelado de circuitos estacionarios en ejes $\alpha\beta$	57
2.1.5.	Lazo de control:Control de tensión	59
2.2.	Revisión de Otras Técnicas Clásicas de Diseño	60
2.2.1.	Introducción	60
2.2.2.	Criterio de estabilidad de Nyquist	61
2.2.3.	Margen de fase y de ganancia	61
2.2.4.	Funciones de transferencia en lazo cerrado	63
2.3.	Técnica Adaptive Feed-Forward Cancellation Control	67
2.3.1.	Introducción	67
2.3.2.	Diseño del lazo interno, $C(z)$	68

2.3.3.	Feed-Forward, K_{inv}	68
2.3.4.	Diseño del lazo externo, $C_{AFC}(z)$	69
2.4.	Técnica Clásica Quantitative Feedback Theory Control	71
2.4.1.	Introducción	71
2.4.2.	Carta de Nichols	72
2.4.3.	Modelado de la planta y de su incertidumbre. Templates	74
2.4.4.	Especificaciones DC	75
2.4.5.	Especificaciones Moduladas AC	80
2.4.6.	Composición de Bounds	83
2.4.7.	Conformado del controlador $C(s)$	84
2.5.	Técnica H_∞	85
2.5.1.	Introducción	85
2.5.2.	Control óptimo	85
2.5.3.	Propuesta de control H_∞ "Mixed-sensitivity"	88
2.6.	Aspectos Relacionados con el Diseño del controlador en tiempo discreto	91
2.6.1.	Introducción	91
2.6.2.	Preparación de la planta $G'(z)$ y $G'(w)$	92
2.6.3.	Limitaciones en el dominio w y z	93
2.6.4.	Transformación del controlador $C(z)$ a $C(w)$	94
2.7.	Aspectos relacionados con la implementación del controlador discreto	94
2.7.1.	Introducción	94
2.7.2.	Transformación del controlador en el dominio z al dominio del tiempo hT_s	95
2.7.3.	Transformación del controlador en el dominio z en FT a VVEE	96
2.8.	Conclusiones	97
3.	Plataforma Experimental: Montaje y Análisis	99
3.1.	Introducción	99
3.2.	Montaje y Maniobra de Arranque	99
3.2.1.	Montaje	99
3.2.2.	Maniobra de Arranque	99
3.3.	Análisis de la Planta	104
3.3.1.	Análisis de la planta G en el dominio continuo, s	104
3.3.2.	Análisis de la planta G en el dominio discreto, z y w	104
3.4.	Análisis de la Planta Considerando Cargas	106
3.4.1.	Análisis de la influencia de la corriente de carga, G_d en el dominio continuo, s	106
3.4.2.	Análisis de las posibles cargas	107
3.4.3.	Cargas lineales, G_l en el dominio continuo, s	107
3.4.4.	Cargas no lineales	108
3.4.5.	Análisis de la planta G_G en el dominio continuo, s , para cargas lineales	108
3.4.6.	Análisis de la planta G_G en el dominio discreto, z y w	109
4.	Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica AFC	115
4.1.	Introducción	115
4.1.1.	Especificaciones	115
4.2.	Diseño Razonado	116
4.2.1.	Pasos de diseño	116

4.2.2.	Sintetizado del controlador del lazo interno, $C(z)$	116
4.2.3.	Sintetizado del controlador del lazo externo, $C_{AFC}(z)$ y K_{inv}	118
4.3.	Análisis de Teórico de la Planta Controlada	121
4.4.	Implementación del Controlador en la Plataforma Experimental	122
4.5.	Verificación del Diseño	123
4.5.1.	Simulaciones	124
4.5.2.	Experimentos sobre la Plataforma Experimental	128
4.5.3.	Resumen de los Resultados Obtenidos	146
5.	Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica AFC y QFT	149
5.1.	Introducción	149
5.1.1.	Especificaciones	149
5.2.	Diseño Razonado	150
5.2.1.	Pasos de diseño	150
5.2.2.	Sintetizado del controlador del lazo interno, $C(z)$	152
5.2.3.	Sintetizado del controlador del lazo externo, $C_{AFC}(z)$ y K_{inv}	154
5.3.	Análisis Teórico de la Planta Controlada	158
5.4.	Verificación del Diseño	158
6.	Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica \mathcal{H}_∞	161
6.1.	Introducción	161
6.2.	Objetivos y Especificaciones	161
6.2.1.	Objetivos	161
6.2.2.	Especificaciones	162
6.3.	Diseño Razonado	162
6.3.1.	Pasos de diseño	162
6.3.2.	Diseño de los pesados	163
6.3.3.	Sintetizado del controlador	164
6.4.	Análisis de Teórico de la Planta Controlada	165
6.5.	Implementación del Controlador en la Plataforma Experimental	166
6.6.	Verificación del Diseño	169
6.6.1.	Simulaciones	170
6.6.2.	Experimentos sobre la Plataforma Experimental	172
6.6.3.	Resumen de los Resultados Obtenidos	189
7.	Conclusiones y Líneas Futuras	191
7.1.	Conclusiones	191
7.2.	Líneas Futuras	191
V	PRESUPUESTO	195
VI	ANEXOS	199
A.	Función: generate_AFCSEP_cont	201

B. Función: generate_Hinf_cont_4Entradas	209
C. Código: AFC.c	215
D. Código: AFC.h	221
E. Código: Hinf.c	223
F. Código: Hinf.h	233
 VII BIBLIOGRAFÍA	 235

Índice de figuras

1.1.	Aumento de la energía demandada en España desde el año 1960. Fuente:ree.es	37
1.2.	Diferencia intuitiva entre la generación centralizada y la generación distribuida.	38
1.3.	Idea intuitiva de la funcionalidad de un convertidor electrónico de potencia	39
1.4.	Inversor de gran potencia utilizado en una planta solar fotovoltaica. Fuente:olarprofessional.com	40
1.5.	Formas de ondas típicas de salida: onda cuadrada, onda cuadrada modificada y onda sinusoidal pura.	41
1.6.	Diferencia entre onda cuadrada y onda sinusoidal pura.	42
1.7.	Resumen de las aplicaciones que tiene un inversor	42
1.8.	Ejemplo de una fuente de alimentación de 300W 12V _{DC} /120V _{AC} , marca Maxbooost, utilizada por un automovil.Fuente:amazon.com	43
1.9.	Sistemas de alimentación ininterrumpida, marca Salicru.Fuente:www.seguridadprofesionalhoy.co	
1.10.	Variador de frecuencia Moeller DF51. Fuente:www.smelectricos.com	44
1.11.	Inversor solar SMA STOP 25000TL. Fuente:www.solar-pur.com	45
1.12.	Esquema de la aplicación a realizar en el presente proyecto.	46
1.13.	Control de tensión de la aplicación a realizar, estructura de control.	47
1.14.	Cargas lineales existentes.	48
2.1.	Balance energético que se da entre la potencia generada por el DC-Bus y la consumida por la carga	51
2.2.	Circuito equivalente dinámico del DC-Bus.	52
2.3.	Estructura fundamental de control de un inversor VSC trifásico con filtro LC.	53
2.4.	Esquema de modulación SPWM.	54
2.5.	Diferentes sistemas de coordenadas ejes abc , ejes estacionarios $\alpha\beta$ y ejes síncronos dq	56
2.6.	Circuito resistivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$	57
2.7.	Circuito inductivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$	58
2.8.	Circuito capacitivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$	58
2.9.	VSC promediado con filtro LC	59
2.10.	VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y la planta considerada en el lazo de tensión. .	59
2.11.	Esquema del control de tensión para ambos ejes $\alpha\beta$	60
2.12.	Esquema de control considerado.	61
2.13.	Diagrama de Nyquist del ejemplo ilustrativo con $L(s)$ igual a (2.14).	62
2.14.	Margen de fase y de ganancia sobre el diagrama de Nyquist.	62

2.15. Situación en la que teniendo dos sistemas con el mismo MF y MG se tiene una robustez diferente. Siendo el primero de ellos más robusto que el segundo.	64
2.16. Magnitud en el diagrama de Bode, $T(s)$	65
2.17. Magnitud en el diagrama de Bode, $L(s)$	66
2.18. Magnitud en el diagrama de Bode, $S(s)$	66
2.19. Esquema de control utilizado en la técnica AFC.	68
2.20. Diagrama de bode para un resonador con diferente $\phi_k(\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{4}, 0, \frac{\pi}{4} \text{ y } \frac{\pi}{2})$ con $w_k = 1000\text{rad/s}, g_k = 1$ y $T_s = 100\mu\text{s}$	70
2.21. Diagrama de bode para un resonador con diferente ganancia $g_k(0.1, 1 \text{ y } 10)$ con $w_k = 1000\text{rad/s}, \phi_k = 0\text{rad}$ y $T_s = 100\mu\text{s}$	71
2.22. Esquema de control considerado para explicar la técnica de control QFT.	72
2.23. Flujo de diseño con la técnica QFT.	72
2.24. Ejemplo de diseño en la carta de Nichols para referencias constantes, con plantilla sobre $ T(s) $	73
2.25. Template de la planta para una frecuencia determinada en ejes cartesianos.	74
2.26. Estabilidad relativa trasladada a la carta de Nichols con plantilla sobre $ T(s) $. Donde $ T(s) _{max}$ no debe ser superior a 1.43dB.	76
2.27. Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$, de un sistema imaginario, $T_i(s)$ que se encuentra entre dos respuestas ante la misma referencia que representan los límites deseados de la misma.	77
2.28. Diagramas de Bode, de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ donde a altas frecuencias se permite mayor variabilidad de la planta.	78
2.29. Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$, de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ con el mismo tiempo de establecimiento, 2s, pero con un coeficiente de amortiguamiento diferente.	79
2.30. Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=18 \text{ rad/s}$ y tiempo de atenuación de 60 ms, $S_i(s)$	81
2.31. Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=4000 \text{ rad/s}$ y tiempo de atenuación de 60 ms, $S'_i(s)$	81
2.32. Respuesta ante un escalón unitario de $T_R(s)$ (azul) y de un escalón sinusoidal de 10Hz de $T_{RAC}(s)$ (marrón). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.	82
2.33. Diagrama de Bode de $T_R(s)$ (azul) y de $T_{RAC}(s)$ (marrón). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.	83
2.34. Composición de bounds abiertos. Dando como resultado $B_O(s)$	83
2.35. Composición de bounds cerrados. Dando como resultado $B_O(s)$	84
2.36. Idea intuitiva sobre el método de diseño visual que permite realizar la técnica QFT.	84
2.37. Generalización de la planta a controlar.	86
2.38. Traducción del problema clásico de control realimentado al modelo generalizado de la planta.	87
2.39. Generalización de la planta a controlar con pesados en el vector de entradas exógenas w y en el vector de las señales de error z	87
2.40. Traducción del problema clásico de control realimentado al modelo generalizado de la planta donde se tienen en cuenta, también, los pesados.	88
2.41. Diagrama de control usa por la técnica mixed-sensitivity H_∞ en el control de tensión.	90

2.42. Pesados obtenidos para el ejemplo de aplicación.	92
2.43. Esquema de control discreto considerado.	92
2.44. Esquema de diseño de un controlador discreto	93
2.45. Esquema de control discreto en VVEE considerado.	96
2.46. Diferente entre el sistema SISO y MIMO consideros.	96
3.1. Plataforma experimental formada por un convertidor VSC con filtro LC, una plataforma de control, un osciloscopio una carga trifásica resistiva pura y un rectificador en puente de tiristores conectado a una carga resistiva monofásica	100
3.2. Diagrama eléctrico del montaje del VSC.	101
3.3. Maniobra de Arranque del VSC.	102
3.4. Diferencia entre una carga suave del DC-Bus (azul) y una carga no suave del DC-Bus (marrón).	103
3.5. VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y la planta considerada en el lazo de tensión. .	104
3.6. Proceso de discretización de una planta genérica $G(s)$	105
3.7. Diferencia entre las plantas $G(s)$, $G'(w)$ y $G'(z)$	105
3.8. VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ donde se expone la corriente por la carga i_d .	106
3.9. Diagrama de Bode de $G_d(s)$	107
3.10. VSC promediado para el eje α donde se acopla una carga de tipo RLC conectada en serie o RLC conectada en paralelo.	108
3.11. Diagrama de bloques de $G_G(s)$	109
3.12. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga R_2 donde varia entre $10\ \Omega$ y $200\ \Omega$	110
3.13. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga R_2L_2 en serie donde L_2 varia entre $10L\ H$ y $L/10\ H$ y $R_2 = 10\ \Omega$	110
3.14. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2L_2C_2$ en serie donde C_2 varia entre $10C\ F$ y $C/10\ F$, $R_2 = 10\ \Omega$ y $L_2 = L/100\ H$	111
3.15. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga R_2L_2 en paralelo donde L_2 varia entre $L\ H$ y $L/10\ H$ y $R_2 = 10\ \Omega$	112
3.16. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2L_2C_2$ en paralelo donde C_2 varia entre $C\ F$ y $C/10\ F$ y $R_2 = 10\ \Omega$ y $L_2 = 100L\ H$	113
4.1. Proceso de síntesis de los controladores $C(z)$ y $C_{AFC}(z)$ para la técnica AFC. .	117
4.2. Diagrama de Bode del controlador de estabilización $C(z)$	117
4.3. Diagrama de Bode de la función de lazo del lazo interno $L(z)$	118
4.4. Diagrama de Bode de la función de sensibilidad del lazo interno $S(z)$	119
4.5. Diagrama de Bode de la función en lazo cerrado del lazo interno $P_1(z)$. . .	120
4.6. Diagrama de Bode del controlador del lazo externo $C_{AFC}(z)$	120
4.7. Diagrama de Bode de $L_{AFC}(z)$	121
4.8. Diagrama de Bode de $S_{AFC}(z)$	122
4.9. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 1 en ejes abc.	125
4.10. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 2 en ejes abc.	127
4.11. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 6 en ejes abc.	128

4.12. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 6. Se muestra solo la fase a, pero el resto de fases son muy similares.	129
4.13. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 7 en ejes abc.	130
4.14. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 7. Se muestra solo la fase a, pero el resto de fases son muy similares.	131
4.15. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 3 en ejes abc.	132
4.16. Situación y valor de los armónicos que se encuentran en la tensión de salida para el experimento 3.	132
4.17. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 4 en ejes abc.	133
4.18. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 4.	133
4.19. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 5 en ejes abc.	134
4.20. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 5.	135
4.21. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 6 en ejes abc.	135
4.22. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 6.	136
4.23. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 7 en ejes abc.	137
4.24. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 7.	138
4.25. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 8 en ejes abc.	139
4.26. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 8.	139
4.27. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 9 en ejes abc.	140
4.28. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 9.	141
4.29. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 10 en ejes abc.	142
4.30. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 10 en ejes $\alpha\beta$	142
4.31. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 11 en ejes abc.	143
4.32. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 11 en ejes $\alpha\beta$	143
4.33. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 12 en ejes abc.	144
4.34. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 12 en ejes $\alpha\beta$	145

4.35. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 13 en ejes abc.	145
4.36. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 14 en ejes $\alpha\beta$	146
5.1. Proceso de síntesis de los controladores $C(z)$ para la técnica QFT y $C_{AFC}(z)$ para la técnica AFC	151
5.2. Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2L_2C_2$ en serie donde C_2 varia entre $10C$ F y $C/10$ F, $R_2 = 10 \Omega$ y $L_2 = L/100$ H.	152
5.3. Diagrama de Nichols de la planta sin controlar.	153
5.4. Diagrama de Nichols de la planta controlada.	153
5.5. Diagrama de Bode del controlador de estabilización $C(z)$	154
5.6. Diagrama de Bode de la función de lazo del lazo interno $L(z)$	155
5.7. Diagrama de Bode de la función de sensibilidad del lazo interno $S(z)$	155
5.8. Diagrama de Bode de la función en lazo cerrado del lazo interior $P_1(z)$	156
5.9. Diagrama de Bode del controlador del lazo externo $C_{AFC}(z)$	157
5.10. Diagrama de Bode de $L_{AFC}(z)$	158
5.11. Diagrama de Bode de $S_{AFC}(z)$	159
5.12. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga RLC Serie.	160
6.1. Proceso de síntesis del controlador $C(s)$ para la técnica H_∞	163
6.2. Diagrama de Bode de los pesados diseñados $W_s(s)$ y $W_u(s)$	165
6.3. Diagrama de Bode del controlador diseñado $C(z)$	166
6.4. Diagrama de Bode de $L(z)$	167
6.5. Diagrama de Bode de $S(z)$	167
6.6. Diagrama de Bode de $F_u(z)$	168
6.7. Diagrama de Bode de $G_d(s)/(1 + L(w))$	168
6.8. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 1 y ejes abc.	171
6.9. Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 2 y ejes abc.	173
6.10. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 3 en ejes abc.	174
6.11. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 3.	174
6.12. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 4 en ejes abc.	175
6.13. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 4.	176
6.14. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 5 en ejes abc.	177
6.15. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 5.	177
6.16. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 6 en ejes abc.	178

6.17. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 6.	178
6.18. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 7 en ejes abc.	179
6.19. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 7.	180
6.20. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 8 en ejes abc.	181
6.21. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 8.	182
6.22. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 9 en ejes abc.	183
6.23. Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 9.	183
6.24. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 10 en ejes abc.	184
6.25. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 10 en ejes $\alpha\beta$	185
6.26. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 11 en ejes abc.	185
6.27. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 11 en ejes $\alpha\beta$	186
6.28. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 12 en ejes abc.	187
6.29. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 12 en ejes $\alpha\beta$	187
6.30. Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 13 en ejes abc.	188
6.31. Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 14 en ejes $\alpha\beta$	188

Índice de cuadros

1.1. Valores de tensiones máximas de los armónicos individuales impares.	49
1.2. Valores de tensiones máximas de los armónicos individuales pares.	49
3.1. Características del Inversor.	102
4.1. Parámetros de los resonadores que forman el controlador $C_{AFC}(z)$	119
4.2. Parámetros del experimento 1.	125
4.3. Resultados del experimento 1.	125
4.4. Parámetros del experimento 2.	126
4.5. Resultados del experimento 2.	126
4.6. Resultados del experimento 6 en simulación.	126
4.7. Resultados del experimento 7 en simulación.	127
4.8. Resultados del experimento 3.	128
4.9. Resultados del experimento 4.	130
4.10. Resultados del experimento 5.	134
4.11. Resultados del experimento 6.	136
4.12. Resultados del experimento 7.	137
4.13. Resultados del experimento 8.	138
4.14. Resultados del experimento 9.	140
4.15. Resultados del experimento 10.	141
4.16. Resultados del experimento 11.	141
4.17. Resultados del experimento 12.	144
4.18. Resultados del experimento 13.	146
4.19. Resultados de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica AFC	146
4.20. Resultados de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica AFC	147
5.1. Parámetros de la carga RLC series considerada.	151
5.2. Parámetros de los resonadores que forman el controlador $C_{AFC}(z)$	157
5.3. Parámetros del experimento. Carga RLC Series.	159
5.4. Resultados del experimento. Carga RLC Series.	160
6.1. Parámetros de $W_s(s)$	164
6.2. Parámetros de $W_u(s)$	164
6.3. Parámetros del experimento en el experimento 1.	170
6.4. Resultados del experimento 1.	170
6.5. Parámetros del experimento. Carga RLC Paralelo.	172
6.6. Resultados del experimento 2	172

6.7. Resultados del experimento 3.	172
6.8. Resultados del experimento 4.	175
6.9. Resultados del experimento 5.	176
6.10. Resultados del experimento 6.	179
6.11. Resultados del experimento 7.	180
6.12. Resultados del experimento 8.	181
6.13. Resultados del experimento 9.	182
6.14. Resultados del experimento 10.	184
6.15. Resultados del experimento 11.	186
6.16. Resultados del experimento 12.	186
6.17. Resultados del experimento 13.	187
6.18. Resultados de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica H_∞	189
6.19. Resultados de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica H_∞	189
7.1. Comparativa de los resultados obtenidos de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica AFC y H_∞ . Las seis primeras filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica AFC y las seis últimas filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica H_∞	192
7.2. Comparativa de los resultados obtenidos de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica AFC y H_∞ . Las cuatro prime- ras filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica AFC y las cuatro últimas filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica H_∞	192

Parte II
RESÚMENES

Resumen

Este trabajo de fin de máster presenta diferentes controladores de tensión aplicados a un convertidor de electrónica de potencia trifásico DC/AC, inversor, realizados con las técnicas de control clásicas *AFC* y *QFT* y con la técnica de control moderna H_∞ . Estas técnicas permiten generar una red sin distorsión a la salida del inversor independientemente del tipo de carga que se conecte a este. Los resultados obtenidos tanto en simulación como en las pruebas experimentales realizadas sobre un convertidor real han sido satisfactorios como norma general.

Palabras clave: *AFC*, *QFT*, H_∞ , Control de tensión AC, Filtro LC, Inversor.

Abstract

This project presents different voltage controllers applied to one three phase power power converter DC/AC, inverter, all of them have been done by classic control technics *AFC* and *QFT* and moreover, with the modern control technic H_∞ . These technics allow generate a red without distortion in the power inverter exit, independent of the kind of load that connects in it. The results in simulation and in the experimental tests done in a real converter has been absolutely satisfactory.

Keywords: *AFC*, *QFT*, H_∞ , AC Voltage Control, LC Filter, Power inverter.

Resumen Extendido

Existen muchos tipos de convertidores de electrónica de potencia, y sus aplicaciones son muy variadas, son una de las partes fundamentales de los aerogeneradores, se utilizan en fuentes de alimentación, inversores, rectificadores, en el control de motores eléctricos etc. Más concretamente, el inversor es uno de los convertidores más utilizados hoy en día, por eso tiene un gran interés.

Este trabajo de fin de máster presenta diferentes controladores de tensión aplicados a un inversor trifásico, realizados con las técnicas de control clásicas *AFC* y *QFT* y con la técnica de control moderna H_∞ . Estas técnicas permiten generar una red sin distorsión a la salida del inversor independientemente del tipo de carga, lineal o no lineal, que se conecte a este. Los resultados obtenidos tanto en simulación como en las pruebas experimentales realizadas sobre un convertidor real han sido satisfactorios. El tipo de convertidor electrónico de potencia que se considera en este trabajo sigue la topología Voltage-Source Converter con filtro LC.

La técnica *AFC* ha sido utilizada exitosamente en el control en tiempo discreto de convertidores de potencia al igual que la técnica H_∞ , sin embargo la técnica *QFT* ha sido poco utilizada.

La principal diferencia entre las tres técnicas es que la técnica *AFC* y *QFT* son técnicas clásicas de control, y por lo tanto, se fundamentan en el conformado de la función de lazo mientras que la técnica H_∞ es una técnica de control moderna y por lo tanto se basa en técnicas de optimización.

Los resultados obtenidos tanto en simulación como en las pruebas realizadas sobre un convertidor real han sido muy satisfactorios ya que la red generada apenas presenta distorsión armónica para las diferentes cargas lineales y no lineales consideradas para el controlador sintetizado con la técnica H_∞ . Sin embargo, solo se han obtenido buenos resultados con la técnica *AFC* ante cargas lineales sobre la plataforma real pero se han logrado también buenos resultados ante cualquier tipo de carga en simulación.

Palabras clave: *AFC*, *QFT*, H_∞ , Control de tensión AC, Filtro LC, Inversor.

Parte III

LISTAS

Lista de acrónimos

GD	Generación Distribuida
QFT	Quantitative Feedback Theory
AFC	Adaptative Feed-Forward Cancellation Control
MF	Margen de fase
MG	Margen de ganancia
FT	Función de transferencia
TFG	Trabajo de fin de grado
DC	Corriente continua
AC	Corriente alterna
THD	Distorsión armónica total
VSC	Voltage-Source Converter
NC	Carta de Nichols
PLL	Phase-locked loop
ZOH	Manetenedor de orden cero
VVEE	Variables de estado
DSP	Procesador digital de señales
FPGA	Field Programmable Gate Array

Lista de símbolos

$L(s)$	Función en lazo abierto en el dominio s
$H(s)$	Función de realimentación en el dominio s
$S(s)$	Función de sensibilidad en el dominio s
$S_i(s)$	Función de sensibilidad de perturbación en el dominio s
$T(s)$	Función de sensibilidad complementaria en el dominio s
$P(s)$	Planta en el dominio s
$C(s)$	Controlador genérico en el dominio s
$F(s)$	Prefiltro en el dominio s
U	Entrada de nuestro sistema
D	Perturbación a la entrada de la planta
D_1	Perturbación a la salida de la planta
$B_S(s)$	Contornos de estabilidad
$B_D(s)$	Contornos de respuesta ante una perturbación
$B_R(s)$	Contornos de tracking
$B_O(s)$	Contornos resultante de la composición
Y	Salida de la planta
Ref	Referencia, entrada del prefiltro
w_p	Frecuencia de cruce de fase
w_c	Frecuencia de cruce de ganancia o cross-over
t_s	Tiempo de establecimiento
ξ	Coefficiente de amortiguamiento
M_p	Máximo sobreimpulso ante un escalón unitario
\Re	Parte real
\mathcal{L}	Transformada de Laplace
\Re	Parte real
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
f_s	Frecuencia de muestreo
T_s	Periodo de muestreo
$R_k z$	Resonador k

Parte IV
MEMORIA

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

1.1.1. Antecedentes Socio-Tecnológicos

Debido a los avances tecnológicos experimentados en estos últimos años, la estructura de generación eléctrica ha sufrido un gran cambio.

Hasta mediados de los años 90 toda la energía era generada por pocas y grandes plantas (150-1000 MW) muy lejanas a núcleos urbanos, esencialmente, centrales nucleares y térmicas. La irrupción de la generación de energía renovable y sistemas de cogeneración añadida al incremento de la demanda, ver figura 1.1, han propiciado un **cambio en el tipo de generación de centralizada (GC) a distribuida (GD)**.

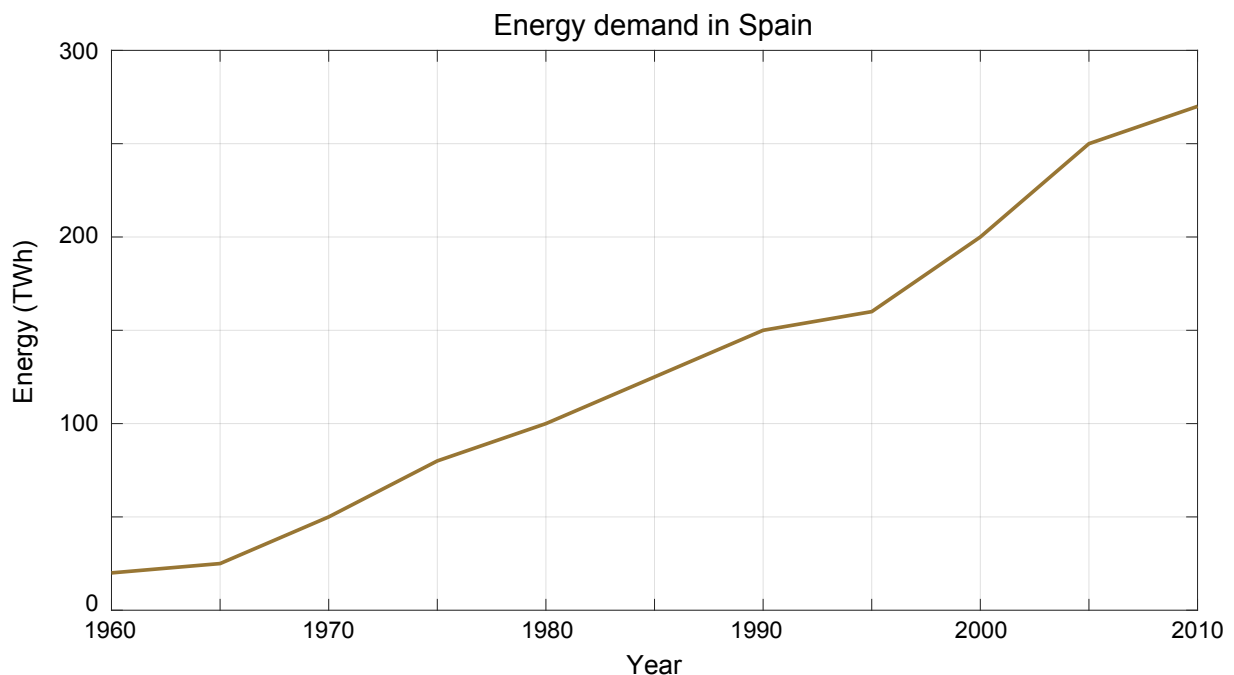


Figura 1.1: *Aumento de la energía demandada en España desde el año 1960.*

Fuente:ree.es

Generación distribuida

La generación distribuida consiste, básicamente, en la generación de energía eléctrica por medio de muchas y pequeñas centrales cercanas a los centros de consumo. La diferencia entre ambos tipos de generación se puede ver en la figura 1.2.

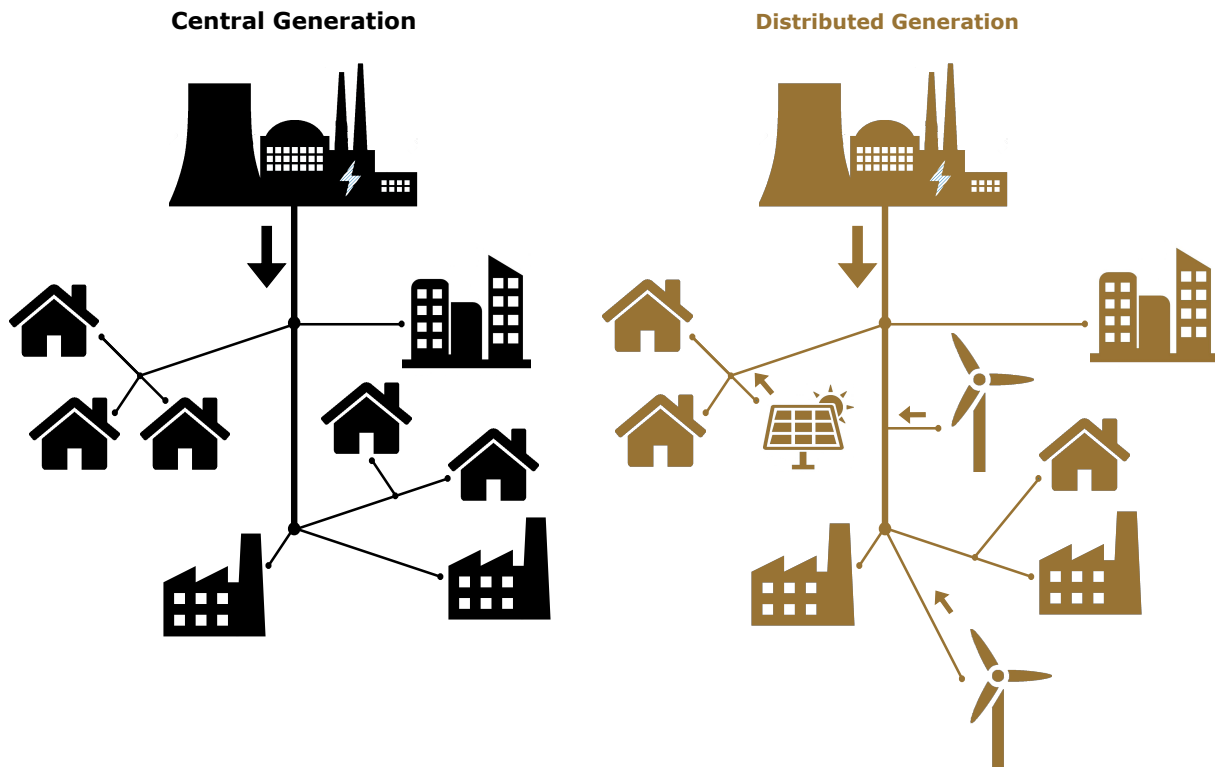


Figura 1.2: *Diferencia intuitiva entre la generación centralizada y la generación distribuida.*

La generación distribuida tiene varias ventajas con respecto a la generación centralizada como se cita a continuación.

- Ya que muchos sistemas de GD utilizan fuentes renovables de energía, esta ayuda a la conservación del medioambiente.
- Se reducen las pérdidas eléctricas y económicas tanto en el transporte como en la distribución de la energía puesto que estas líneas son más cortas.
- Evita costes en infraestructura, grandes líneas de transporte y distribución.
- Mejora la fiabilidad y flexibilidad del sistema eléctrico ya que no se depende de pocas centrales si no de muchas y más distribuidas.
- Mejora el suministro de energía en picos de demanda ya que las centrales pequeñas, al ser modulares, se pueden adecuar mejor a estos que las grandes centrales.
- Mejora la calidad de la red puesto que puede suministrar/consumir energía reactiva para estabilizar la tensión.

Como todo sistema, tiene también sus desventajas, aunque son menores que las ventajas.

- Los sistemas de GD pueden generar fluctuaciones en la red, porque son de por sí menos robustos que las grandes centrales.
- Requiere de un sistema de control más complejo al tener más centrales a controlar.
- La legislación actual no es beneficiosa con las pequeñas centrales, lo que está lastimando su implantación, al menos en España.

Una de las partes más importantes de los sistemas de generación renovable y por lo tanto de la generación distribuida son los convertidores de electrónica de potencia.

Convertidores de electrónica de potencia

Un convertidor de electrónica de potencia es un equipo que tiene como objetivo convertir la energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente alterna (AC) a partir de corriente continua (DC) tal y como se muestra en la figura 1.3.

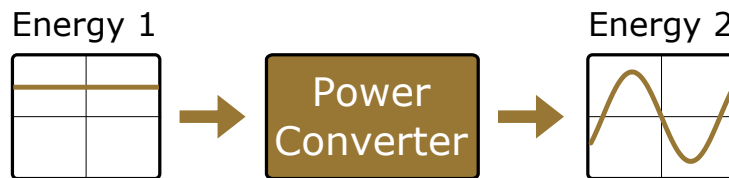


Figura 1.3: Idea intuitiva de la funcionalidad de un convertidor electrónico de potencia

Existen multitud de convertidores tanto monofásicos como trifásicos, con diferentes funcionalidades y se pueden resumir a continuación.

- **Convertidor AC/DC o rectificador:** Este tipo de convertidores transforma la corriente alterna en corriente continua. Son muy utilizados en máquinas eléctricas o para alimentar un convertidor DC/AC.
- **Convertidor DC/AC o inversor:** Este tipo de convertidores transforma la corriente continua en alterna. Permiten controlar tanto la frecuencia como el valor eficaz de la tensión de salida. Son muy utilizados por sistemas solares fotovoltaicos, en sistemas de alimentación ininterrumpida y en transporte de energía de alta tensión continua.
- **Convertidor DC/DC:** Este tipo de convertidores transforma un determinado valor de corriente continua a la entrada en uno distinto a la salida, con la posibilidad de incluir aislamiento galvánico entre la salida y la entrada. Son poco utilizados.
- **Convertidor AC/AC:** Este tipo de convertidores transforma un determinado valor de corriente alterna a la entrada en uno distinto a la salida, con la posibilidad de modificar la frecuencia y valor eficaz de la tensión. Son utilizados en arranques suaves de máquinas eléctricas.

El control de estos convertidores es de vital importancia para poder integrar los sistemas de energía renovable en la red y por lo tanto poder realizar un cambio exitoso del modelo de generación central al modelo de generación distribuido. Más concretamente, el **inversor** es uno de los convertidores más utilizados hoy en día, por eso tiene un gran interés.

1.1.2. Inversor

Un inversor es un dispositivo electrónico, más concretamente, un convertidor de electrónica de potencia capaz de transformar el voltaje de entrada de corriente continua (DC) a voltaje de salida de corriente alterna (AC) con la frecuencia y valor eficaz deseada. Estos dispositivos se utilizan en muchas aplicaciones hoy en día y por eso son de gran interés.



Figura 1.4: *Inversor de gran potencia utilizado en una planta solar fotovoltaica.*
Fuente:olarprofessional.com

Existen varios parámetros que son importantes como el voltaje de entrada y salida, la forma de onda y frecuencia de salida tal y como se expone a continuación.

Voltaje de entrada

El voltaje de entrada depende de la aplicación y se puede definir de la siguiente manera:

- **12 V_{DC}**: Tensión típica para sistemas pequeños, electrónica de consumo, utilizada en aplicaciones automovilísticas.
- **24,26 y 48 V_{DC}**: Tensión típica para sistemas solares fotovoltaicos aislados y utilizados en hogares.
- **200-400 V_{DC}**: Tensión típica para sistemas solares conectados a la red para inyectar energía a esta.
- **300-450 V_{DC}**: Tensión típica para vehículos eléctricos conectados a la red para inyectar energía a esta.
- **Mayor de 450 V_{DC}**: Tensiones mayores a 450 V solo se utilizan en sistemas de transporte de energía HVDC.

Voltaje de salida

El voltaje de salida se suele adaptar a la red del país, aunque depende de la aplicación, típicamente son 120 V_{AC} (América) y 230 V_{AC} (Resto del mundo), de fase y eficaces (rms) incluso con cambios en la carga del inversor.

Frecuencia de salida

El voltaje de salida se suele adaptar a la red del país, aunque depende de la aplicación, típicamente son 60 Hz (América) y 50 Hz (Resto del mundo), incluso con cambios en la carga del inversor.

Forma de onda de salida

Un inversor puede producir muchas formas de onda a su salida, típicamente onda cuadrada, onda cuadrada modificada y onda sinusoidal pura. Actualmente lo más común es onda sinusoidal pura y onda cuadrada modificada, ya que la onda cuadrada solo se puede utilizar por equipos muy poco sensibles como luminarias. Se puede ver una comparativa en la figura 1.5

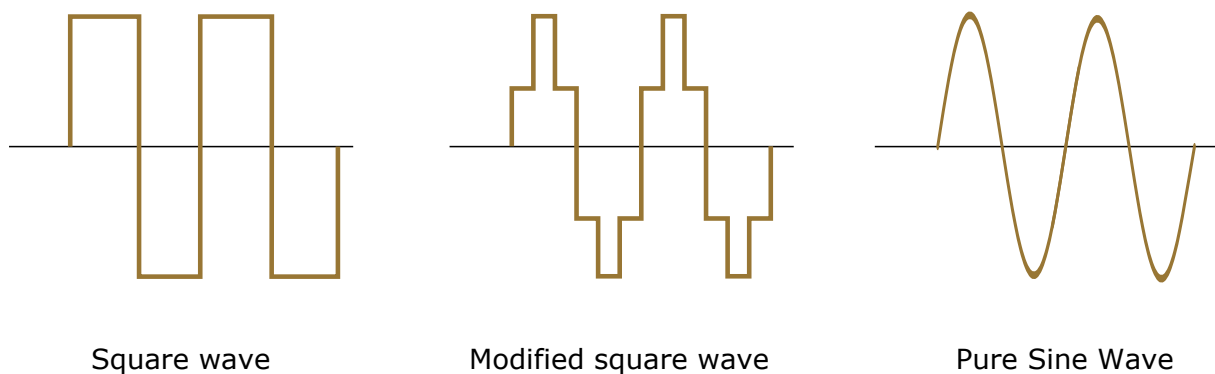


Figura 1.5: *Formas de ondas típicas de salida: onda cuadrada, onda cuadrada modificada y onda sinusoidal pura.*

Para poder determinar la diferencia entre la forma de onda de salida generada y la ideal deseada, sinusoidal pura, se utiliza un parámetro muy importante que es la distorsión armónica total o total harmonic distortion (THD). Este parámetro se define en la expresión 1.1.

$$THD = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^N V_n^2} \quad (1.1)$$

donde:

- THD : distorsión armónica total, en %
- V_1 : tensión del armónico fundamental, en V_{rms}
- V_n : tensión del armónico de orden n , en V_{rms}

- N : número de armónicos para los cuales se calcula el THD

Por ejemplo, una señal cuadrada tiene un THD igual a 45 % tal y como se puede ver en la figura 1.6.

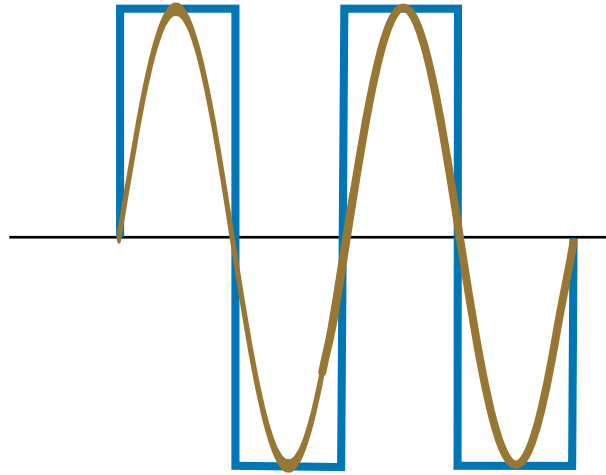


Figura 1.6: *Diferencia entre onda cuadrada y onda sinusoidal pura.*

1.1.3. Aplicaciones de los Inversores

Las aplicaciones de los inversores son muy importantes tanto a nivel industrial como doméstico y no solo tienen aplicación en generación distribuida de energía. Los usos más importantes se pueden ver en la figura 1.7 y se exponen a continuación.

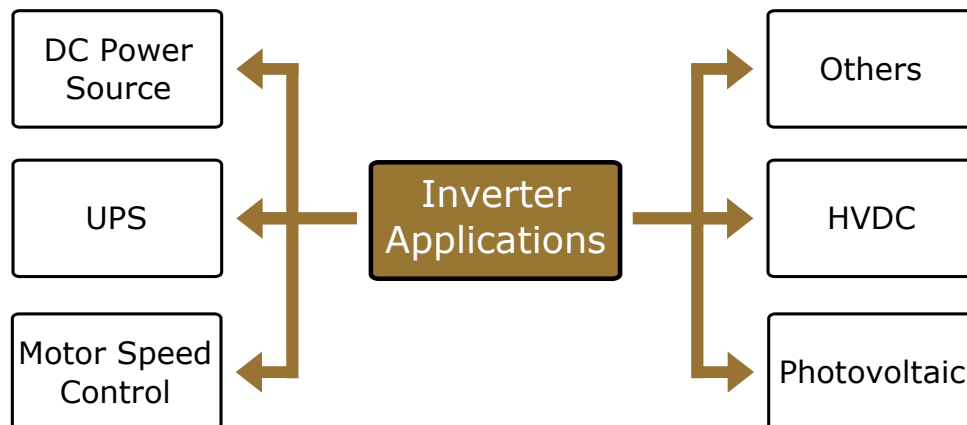


Figura 1.7: *Resumen de las aplicaciones que tiene un inversor*

Fuentes de alimentación DC/AC de baja potencia

Se trata de una de las aplicaciones típicas de un inversor, muy utilizada en automóviles y otros equipos de baja potencia. El inversor transforma la energía DC, de la batería (típicamente), a energía AC para poder alimentar dispositivos de electrónica de consumo (cargadores de teléfonos, ordenadores etc).

Son dispositivos de baja calidad, generan una señal AC muy diferente a una sinusoidal pura y tienen bajo rendimiento.



Figura 1.8: *Ejemplo de una fuente de alimentación de 300W 12V_{DC}/120V_{AC}, marca Maxboost, utilizada por un automovil. Fuente:amazon.com*

Actualmente estos dispositivos están en desuso ya que los cargados suelen tener terminales USB y los vehículos tienen este tipo de conexión, por lo que no hace falta un inversor para ser utilizados.

Sistemas de alimentación ininterrumpidas (SAI o UPS)

Sin duda alguna esta es una de las aplicaciones de mayor interés hoy en día ya que existen muchos centros de cálculo, servidores que requieren una alimentación ininterrumpida de sus equipos por lo que, ante una desconexión de la red eléctrica convencional deben de seguir funcionando.



Figura 1.9: *Sistemas de alimentación ininterrumpida, marca Salicru. Fuente:www.seguridadprofesionalhoy.com*

La principal diferencia con respecto a los sistemas anteriores es la calidad, robustez y que llevan integrado el sistema de almacenamiento de energía (batería típicamente o volante de inercia).

Variador de frecuencia (AFD)

Para poder regular tanto la velocidad de motores de inducción asíncronos como de motores síncronos se utilizan los variadores de frecuencia puesto que permiten ajustar la frecuencia de alimentación al motor.



Figura 1.10: Variador de frecuencia Moeller DF51. Fuente: www.smelectricos.com

La velocidad, en revoluciones por minuto (rpm), de un motor síncrono viene determinado por la expresión 1.2 y en el caso de ser un motor asíncrono viene determinada por la expresión 1.3.

$$N = \frac{120f}{P} \quad (1.2)$$

$$N = \frac{120f(1-s)}{P} \quad (1.3)$$

donde:

- $N(rpm)$: velocidad de rotación del motor
- $f(Hz)$: frecuencia de alimentación
- s : deslizamiento
- P : número de polos del motor

Inversores solares

Se trata de otra de las aplicaciones más interesantes actualmente. Los módulos solares fotovoltaicos generan su energía en corriente continua por lo que es necesario transformarla a corriente alterna mediante el uso de inversores. Pueden ser utilizados en aplicaciones conectadas a la red, inyección de energía o para instalaciones aisladas, generación de la "red".



Figura 1.11: *Inversor solar SMA STOP 25000TL. Fuente: www.solar-pur.com*

Este tipo de inversores tienen sus peculiaridades, como el MPPT (seguimiento del punto máximo de potencia) para mejorar el rendimiento del equipo ante cualquier condición o la protección anti-islanding.

El termino islanding hace referencia a un problema relacionado con los sistemas solares fotovoltaicos conectados a la red, los cuales generan energía independientemente de si la red a la cual se vierte dicha energía, esta o no disponible. Puesto que no se debe verter energía, por los problemas asociados (fluctuaciones de tensión, daños en el propio inversor etc), si la red no esta disponible u operativa se instalan estas protecciones.

Corriente continua de alta tensión (HVDC)

El sistema de transporte de energía HVDC es muy utilizado en largas distancias y es uno de los temas de investigación mas interesantes en la actualidad. Una vez transmitida la energía en corriente continua es necesario transformarla a corriente alterna para poder ser distribuida y utilizada por los usuarios.

Los inversores utilizados en el sistema de transporte HVDC son de gran potencia y de gran calidad.

Otras

Existen otras aplicaciones donde se utilizan los inversores aunque no son tan importantes como las anteriores, como en compresores de refrigeración, calentamiento por inducción, inversores portátiles etc.

1.2. Presentación del Problema

1.2.1. Introducción

El inversor trifásico VSC, Voltage Source Converter [Mohan and Undeland, 2007], es muy utilizado en la industria y es un tema de investigación muy importante.

En el presente proyecto se va a realizar, tanto su montaje como programación, una fuente de tensión trifásica programable cuyo esquema se muestra en la figura 2.1. En primer lugar, se rectificará la tensión de red mediante un puente de diodos para poder cargar el DC-Bus que alimentara el inversor. Posteriormente se obtendrá la tensión deseada a la salida, diferente a la de la red, mediante el control del convertidor con filtro LC.

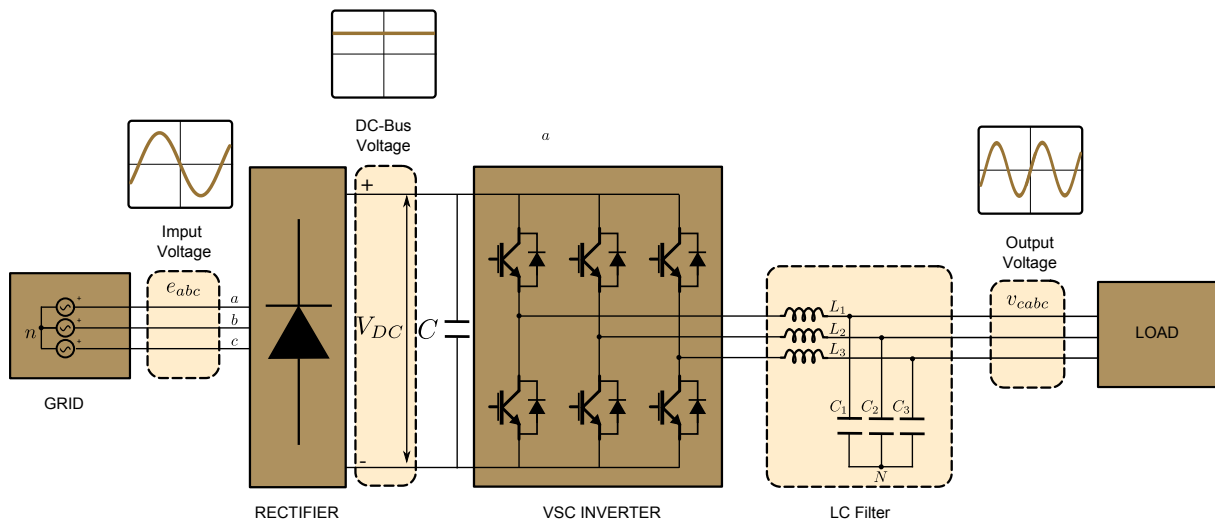


Figura 1.12: Esquema de la aplicación a realizar en el presente proyecto.

Esta aplicación presenta un **problema inherente**, si la naturaleza de la carga no se conoce es necesario tomar una serie de precauciones para que estas no afecten a la calidad de la onda generada. Esencialmente, cuando el inversor alimenta una carga no lineal, muy habitual hoy en día, esta introduce armónicos de la frecuencia fundamental que afectan a la forma de onda de la salida. Por esta razón, la estrategia de control debe de ser capaz de atenuar o incluso eliminar este contenido armónico.

1.2.2. Estructura y estrategia de control

Existen muchas técnicas de control al igual que estructuras de control que permiten obtener los objetivos deseados. En este caso se va a controlar únicamente la tensión de salida del convertidor mediante las técnicas de control Adaptive Feed-Forward Cancellation Control (AFC), Quantitative Feedback Theory Control (QFT) y H_∞ .

La estructura del control de tensión que se va a realizar se puede ver en la figura 1.13. La idea es sencilla, en primer lugar se define una referencia de tensión, la deseada a la salida, esta es comparada con la tensión medida. Teniendo ambos valores, el controlador, creado con unas especificaciones determinadas, genera la señal de actuación PWM ([D.Grahame Holmes, 2003]) para minimizar el error y lograr la tensión deseada.

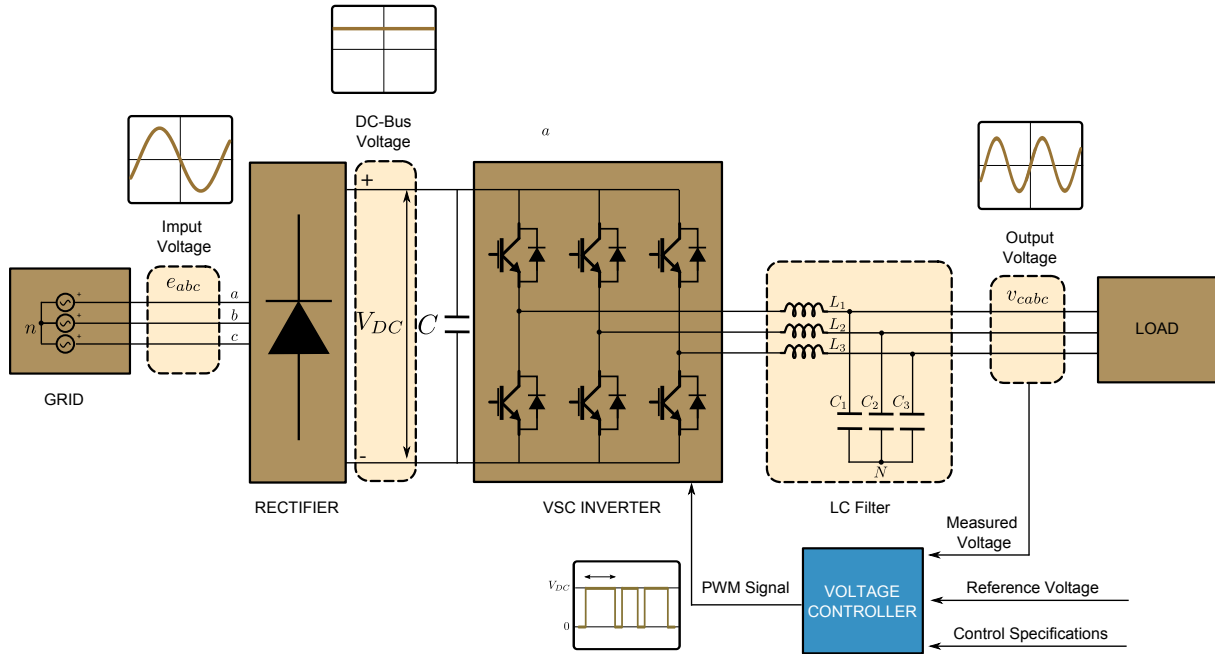


Figura 1.13: Control de tensión de la aplicación a realizar, estructura de control.

Las dos primeras técnicas, *AFC* y *QFT*, son técnicas de control clásico y la última, H_∞ , es una técnica de control moderna. La técnica *AFC* ([Sacks et al., 1993]) es una técnica de control que ha sido usada satisfactoriamente en el rechazo de perturbaciones. La técnica *QFT* ([Houpis et al., 2005]) es una técnica robusta poco utilizada en los convertidores de electrónica de potencia pero que permite parametrizar la incertidumbre en la planta que provocan las cargas. Por último, la técnica H_∞ ([Skogestad and Postlethwaite, 2007]) es una técnica robusta ampliamente utilizada en el control de convertidores. Uno de los objetivos de este trabajo es comparar los resultados obtenidos con las tres técnicas de diseño.

1.2.3. Cargas a considerar

Conocer las cargas que se suelen conectar a los inversores es muy importante puesto que permitirán realizar un mejor controlador.

Existen dos grandes tipos de cargas, las cargas lineales y las no lineales. Aunque para comprobar el correcto funcionamiento de los inversores, la literatura propone tres tipos de cargas trifásicas que son carga RLC en serie, RLC en paralelo y rectificador trifásico con carga RC.

Cargas lineales

Las cargas lineales están formadas por fuentes de tensión, fuentes corriente y elementos pasivos R,L,C tal y como se puede ver en la figura 1.14.

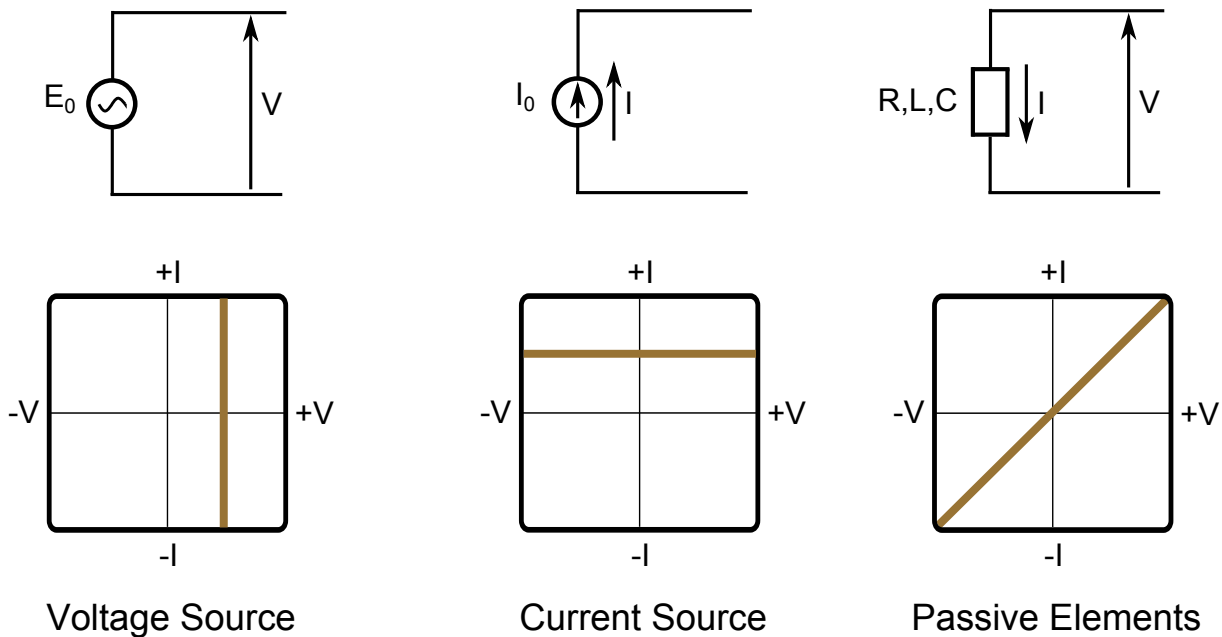


Figura 1.14: *Cargas lineales existentes.*

Para obtener su comportamiento se pueden utilizar las leyes básicas de ohm y de kirchoff y no provocan armónicos en la tensión generada.

Cargas no lineales

Las cargas no lineales se pueden dividir en cuatro grupos, principalmente, y son los siguientes:

- Convertidores de electrónica de potencia.
- Dispositivos productores de arcos eléctricos como hornos de arco, fluorescentes, máquinas soldadoras etc.
- Dispositivos ferromagnéticos como transformadores, motores de inducción etc.
- Motores eléctricos que muevan cargas con un par torsor muy variable, como trituradoras.

Todas estas cargas al demandar un corriente con alto contenido en armónicos pueden provocar una distorsión armónica en la tensión generada.

1.2.4. Requisitos de la red generada

Hasta hace no muchos años todas las cargas del sistema eléctrico eran lineales por lo que no había problemas con el contenido armónico de la red. Sin embargo, la irrupción de las cargas no lineales han hecho definir estándares y normativas de calidad.

En España se sigue la norma UNE-EN 50160 "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución". En este documento se definen las características que debe de tener la tensión tanto su valor eficaz como su frecuencia. Se definen muchos eventos, huecos de tensión, sobretensiones, flicker, variaciones en la frecuencia etc.

En este trabajo solamente se van a tener en cuenta las imposiciones en el contenido armónico de tensión puesto que es el único evento que se puede dar. La normativa impone que la tasa armónica total nunca debe sobrepasar el 8 % hasta el armónico de orden 40. También impone que los armónicos individuales no deben de superar los valores de ta 1.1 y 1.2.

Armónicos impares			
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3	
Orden	Amplitud relativa	Orden	Amplitud relativa
5	6.0 %	3	5.0 %
7	5.0 %	9	1.5 %
11	3.5 %	15	0.5 %
13	3.0 %	21	0.5 %
17	2.0 %		
19	1.5 %		
23	1.5 %		
25	1.5 %		

Tabla 1.1: Valores de tensiones máximas de los armónicos individuales impares.

Armónicos pares	
Orden	Amplitud relativa
2	2.0 %
4	1.0 %
6...24	0.5 %

Tabla 1.2: Valores de tensiones máximas de los armónicos individuales pares.

1.3. Objetivos

Los objetivos de este trabajo de fin de máster son múltiples y se engloban en las siguientes tres categorías.

Desde un punto de vista de la electrónica industrial, profundizar en el funcionamiento (maniobra de arranque, parada, puesta en marcha, funcionamiento en régimen etc) de los inversores tipo VSC.

Desde el punto de vista de la calidad de red, el objetivo es comprender como las diferentes cargas modifican la red generada y realizar controladores que aseguren los estándares anteriormente citados.

Desde el punto de vista del control automático, el objetivo es obtener una visión más profunda en el campo del diseño de controladores clásicos y modernos así como realizar una comparativa entre los tres diseños realizados.

1.4. Organización de la memoria

Este proyecto se organiza en las siguientes partes:

- **Memoria:** Se trata de la parte fundamental de este trabajo y consta de los siguientes capítulos:
 - **Capítulo 1:** Introducción. En este capítulo se realiza una descripción de los inversores y se expone el problema a abordar así como los objetivos del presente trabajo.
 - **Capítulo 2:** Fundamentos teóricos. En este capítulo se desarrollan todos los conceptos teóricos necesarios para realizar el presente proyecto. Como el funcionamiento de un inversor activo, el estudio de técnicas clásicas de diseño así como de las técnicas AFC, QFT y H_∞ . También se exponen aspectos relacionados con controladores discretos y su implementación en una plataforma real, como es el caso.
 - **Capítulo 3:** Plataforma experimental: Montaje y análisis. En este capítulo se realiza el estudio tanto teórico como práctico de la plataforma experimental sobre la cual se van a diseñar y verificar los diferentes controladores.
 - **Capítulo 4:** Diseño y verificación del controlador en tiempo discreto realizado mediante la técnica AFC. En este capítulo se desarrolla el diseño del controlador discreto realizado con la técnica AFC y se verifica con resultados obtenidos en la plataforma real.
 - **Capítulo 5:** Diseño y verificación del controlador en tiempo discreto realizado mediante la técnica QFT. En este capítulo se desarrolla el diseño del controlador discreto realizado con la técnica QFT y se verifica con resultados obtenidos en la plataforma real.
 - **Capítulo 6:** Diseño y verificación del controlador en tiempo discreto realizado mediante la técnica H_∞ . En este capítulo se desarrolla el diseño del controlador discreto realizado con la técnica H_∞ y se verifica con resultados obtenidos en la plataforma real.
 - **Capítulo 7:** Conclusiones y líneas futuras. En este capítulo se exponen las conclusiones de este trabajo así como las posibles líneas futuras que se plantean a partir del mismo.
- **Presupuesto:** En este capítulo se desarrolla el presupuesto tanto material como inmaterial del proyecto.
- **Anexos:** En este capítulo se exponen los diferentes códigos y funciones de interés utilizadas.
- **Bibliografía:** En este capítulo se citan las fuentes bibliográficas consultadas.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1. Introducción a la Inversión Activa basada en la Topología VSC

2.1.1. Introducción

El funcionamiento de un inversor trifásico se fundamenta en un balance de potencias que se da entre la potencia generada por el DC-Bus (P_{DC}) y la potencia consumida por la carga, o red generada (P_{AC}), fluyendo la energía desde el lado DC hasta el lado AC. Este hecho se puede ver en la figura 2.1.

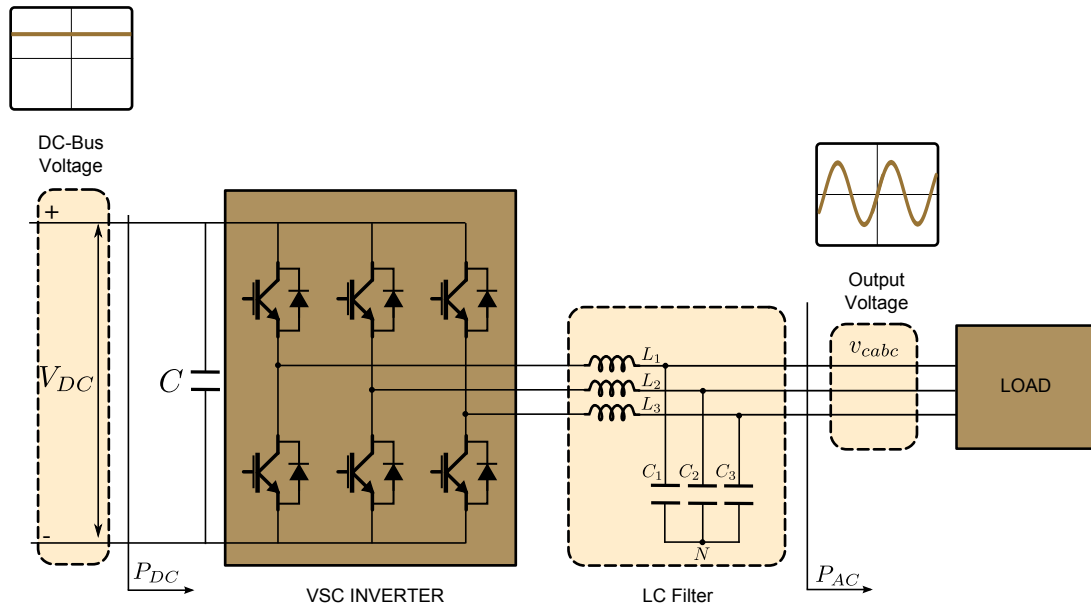


Figura 2.1: Balance energético que se da entre la potencia generada por el DC-Bus y la consumida por la carga .

Más concretamente, si se consideran despreciables las pérdidas de potencia por los dispositivos IGBT's y el filtro de red, se puede modelar el DC-Bus como un condensador idea. La figura 2.2 representa el circuito equivalente dinámico del DC-Bus, donde i_{DC1} es la corriente del lado DC, i_{DC2} es la corriente de la carga e i_C es la corriente del condensador C .

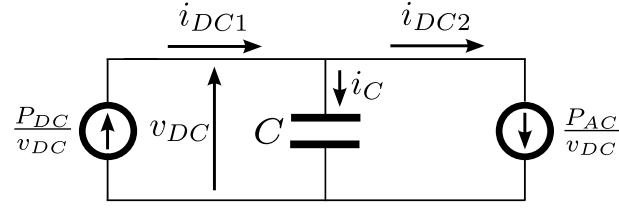


Figura 2.2: *Circuito equivalente dinámico del DC-Bus.*

Aunque en régimen permanente $P_{DC} = P_{AC}$ esto no ocurre así dinámicamente por el efecto del condensador del DC-Bus, C . Este comportamiento dinámico se puede expresar de la forma 2.1.

$$P_{DC} = v_{DC}i_{DC1} = P_C + P_{AC} = v_{DC}C\frac{dv_{DC}}{dt} + v_{DC}i_{DC2} \quad (2.1)$$

Tal y como se ha citado anteriormente, existen muchas estructuras de control para controlar un inversor VSC trifásico, pero se va a realizar un único lazo de tensión con modulación PWM sinusoidal o SPWM tal y como se muestra en la figura 2.3. Donde v_{cab} es la tensión de los condensadores o tensión a la salida del convertidor, v_{cab}^* es la consigna de tensión de los condensadores, $C(s)$ es el controlador y TA^+ , TA^- etc son las señales de puerta de los IGBTs, salida de la modulación.

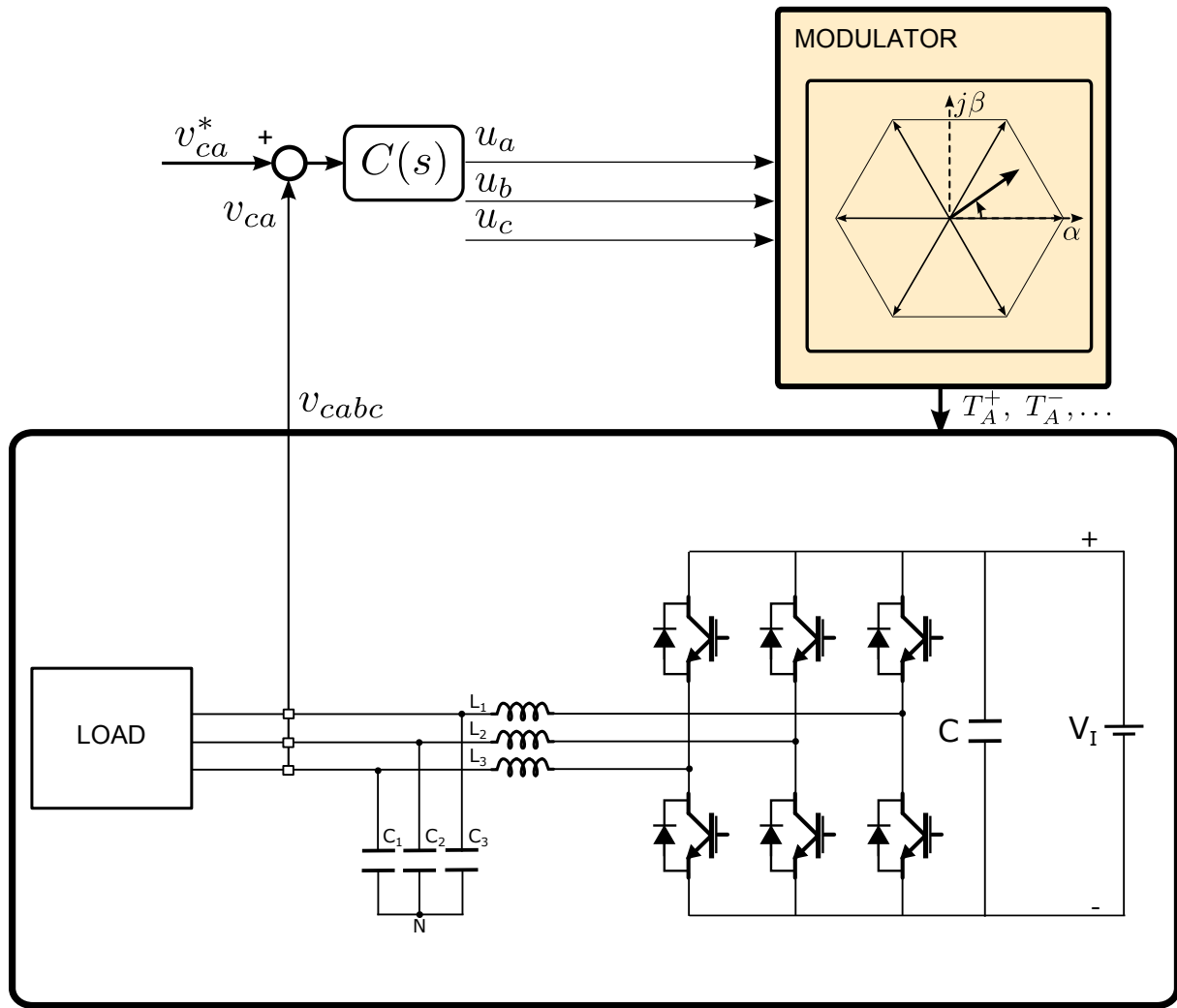


Figura 2.3: Estructura fundamental de control de un inversor VSC trifásico con filtro LC.

2.1.2. Modulación SPWM

La modulación SPWM es una de las técnicas de modulación más utilizadas y tiene por objetivo la generación de las señales de conmutación de los IGBT's (u otro dispositivo de conmutación) que forman parte del VSC. Se definen seis señales, dos por fase:

- Señales moduladoras sinusoidales, una por fase, de nombre $v_m(t)$, amplitud V_m y frecuencia $f_1 = \frac{w_1}{2\pi}$, siendo w_1 la frecuencia fundamental.

$$v_m(t) = V_m \sin(w_1 t) \quad (2.2)$$

- Señales portadoras triangulares periódicas de nombre $v_{cr}(t)$, amplitud V_{cr} y frecuencia f_{cr} . La frecuencia de la señal portadora marcará la frecuencia de conmutación, f_{sw} , ya que en zona lineal $f_{sw} = f_{cr}$.

Las señales de conmutación de los IGBT's surgen de la comparación a lo largo del tiempo de las señales portadoras y moduladoras. Se puede ver un esquema en la figura 2.4.

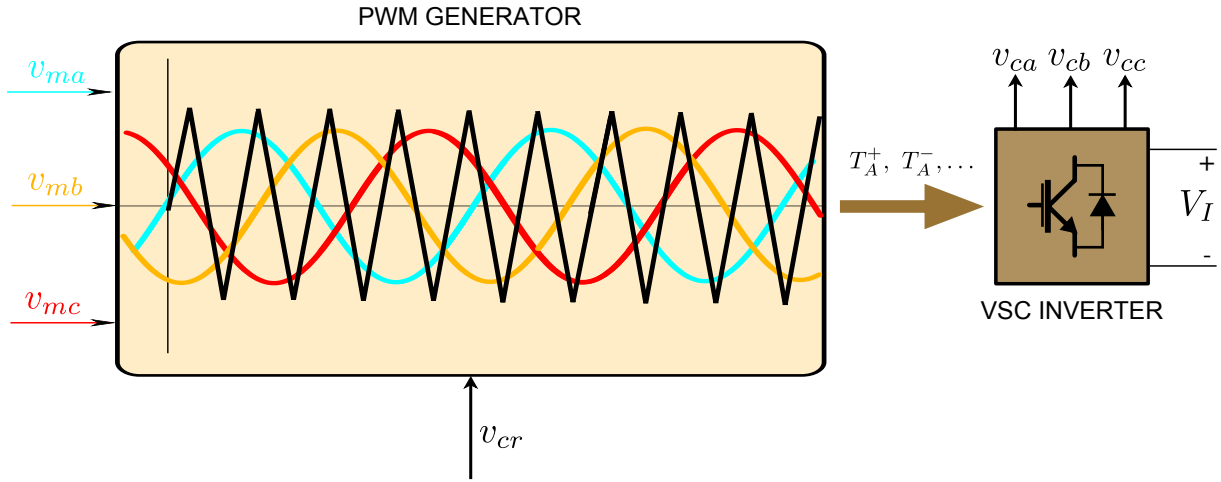


Figura 2.4: Esquema de modulación SPWM.

Dentro de la modulación PWM basada en portadoras se definen dos índices:

- Índice de modulación de amplitud, m_a , que se define como el cociente entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud de la señal portadora.

$$m_a = \frac{V_m}{V_{cr}} \quad (2.3)$$

- Índice de modulación en frecuencia, m_f , que se define como el cociente entre la frecuencia de la señal portadora y la señal moduladora.

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_1} \quad (2.4)$$

Se definen varias zonas de modulación según el valor de m_a , zona lineal, sobremodulación y onda cuadrada.

- Zona lineal: Se produce cuando $m_a \leq 1$, la tensión de salida es prácticamente sinusoidal con un contenido en armónicos pequeño y situados en múltiplos enteros de f_{cr} . El valor eficaz de línea del armónico fundamental se define en la expresión 2.5 alcanzándose el máximo valor de la expresión 2.6 cuando $m_a = 1$.

$$V_{LL1} = m_a \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_I \quad (2.5)$$

$$V_{LL1,max} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_I \quad (2.6)$$

- Sobremodulación: Se produce cuando $m_a > 1$, se incrementa el valor de V_{LL1} pero deja de ser proporcional a m_a . Aparecen armónicos de baja frecuencia en la tensión de salida.

- Onda cuadrada: Se produce cuando $m_a > 3,24$, las tensiones de salida son prácticamente cuadradas ya que aparecen armónicos impares no múltiplos de 3. El valor eficaz del armónico fundamental es $V_{LL1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_I$.

El objetivo del filtro LC del convertidor es eliminar el contenido en armónicos producidos por la modulación. De tal forma que la frecuencia de resonancia del filtro LC, f_c debe de ser menor a la frecuencia de las portadoras y superior a la frecuencia fundamental tal y como se expresa en 2.7 .

$$f_1 < f_c < f_{cr} \quad (2.7)$$

En general no interesa trabajar en zona no lineal ya que el contenido armónico que aparece es elevado. Estos son los aspectos más importantes de la modulación SPWM pero hay más así como otras técnicas de modulación [Wu and Narimani, 2017].

2.1.3. Representación de variables trifásicas

Cuando se controla o analizan ciertos sistemas trifásicos se pueden tratar las magnitudes trifásicas como un vector de tres dimensiones. Donde f puede representar tensión, corriente, acoplamiento inductivo, carga eléctrica, etc.

$$f_{abc} = [f_a, f_b, f_c] \in \mathbf{R}^3$$

En ciertas aplicaciones se consiguen ventajas al realizar un cambio en el sistema de coordenadas de dichas magnitudes. Como por ejemplo:

- Máquinas rotativas: asíncronas, síncronas, etc.
- Circuitos estacionarios: **rectificadores e inversores PWM** y otro tipo de circuitos.

Existen dos cambios de sistemas de referencia de interés en esta aplicación, o pasar a un sistema de coordenadas sincronías dq o pasar a un sistema de coordenadas estacionarias $\alpha\beta$, [Krause et al., 2013]. Cada uno tiene sus ventajas y sus inconvenientes, aunque en ambos casos se logra reducir el número de componentes a tratar pasando de tres (abc) a dos, puesto que se esta en una red a tres hilos sin neutro y una de las variables es combinación lineal de las otras dos.

El sistema de referencia síncrono dq , pasa de tener tres ejes a dos ejes que giran a una frecuencia θ . En este tipo de aplicaciones dicha frecuencia es la de la red; se puede ver mejor este concepto en la Fig. 2.5. La principal ventaja que se obtiene es que las señales sinusoidales pasan a ser constantes pudiéndose aplicar toda la teoría de control DC conocida.

$$f_{dq} = K f_{abc} \quad (2.8)$$

$$f_{abc} = K^{-1} f_{dq} \quad (2.9)$$

Las matrices de transformación, K y K^{-1} , que se exponen en (2.8) y en (2.9) son las siguientes:

$$K = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

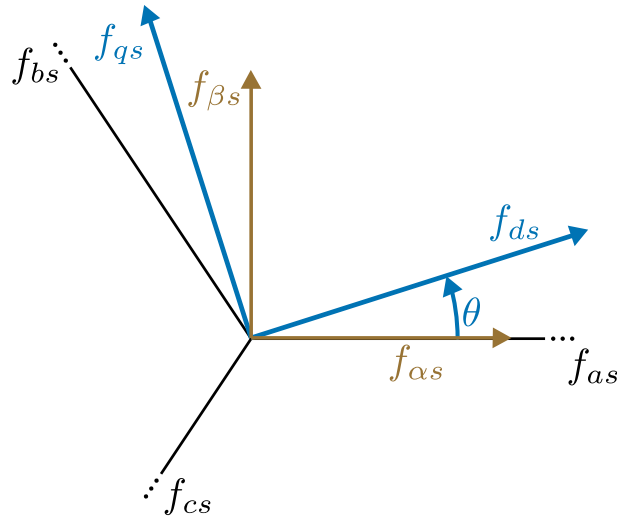


Figura 2.5: Diferentes sistemas de coordenadas ejes abc , ejes estacionarios $\alpha\beta$ y ejes sincronicos dq .

$$K^{-1} = k^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

El sistema de referencia estacionarias $\alpha\beta$, pasa de tener tres ejes a dos ejes que no giran, se puede ver mejor este concepto en la Fig. 2.5. Realizar el cambio de sistemas de coordenadas a ejes $\alpha\beta$ tiene ciertas ventajas con respecto a realizar el cambio de sistemas de coordenadas a ejes dq como no aparecer acomplamiento entre canales, reduciendo la complejidad del sistema de control.

$$f_{\alpha\beta} = K f_{abc} \quad (2.10)$$

$$f_{abc} = K^{-1} f_{\alpha\beta} \quad (2.11)$$

Las matrices de transformación, K y K^{-1} , se exponen en (2.10) y en (2.11) son las mismas que se utilizan para cambiar del sistema de abc al sistema dq pero con θ igual a 0.

$$K = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$K^{-1} = k^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La selección de la constante k dependerá de si queremos una transformación invariante en amplitud o potencia, se usa esta última:

- Transformación invariante en potencia $\implies p_{abc} = p_{\alpha\beta} \implies k = \sqrt{\frac{2}{3}} \ (k^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}})$
- Transformación invariante en amplitud $\implies p_{abc} = \frac{3}{2} p_{\alpha\beta} \implies k = \frac{2}{3} \ (k^{-1} = 1)$

2.1.4. Modelado de circuitos estacionarios en ejes $\alpha\beta$

Al realizar un cambio de sistema de referencia, el modelo de la red puede cambiar tanto en sus dimensiones como en su dinámica. Es necesario conocer cuál es el modelo equivalente en el nuevo sistema de referencia para poder diseñar y poder analizar. Se comienza estudiando un circuito trifásico **resistivo** puro.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$v_{abc} = R * i_{abc}$$

$$v_{\alpha\beta} = KR * i_{abc}; \text{ aplicando (2.10)}$$

$$v_{\alpha\beta} = KRK^{-1} * i_{\alpha\beta}; \text{ aplicando (2.11)}$$

$$KRK^{-1} = R_{\alpha\beta}$$

Si R es una matriz diagonal con todos sus elementos iguales entonces $R_{abc}=R_{\alpha\beta}$ y por lo tanto se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 2.6.

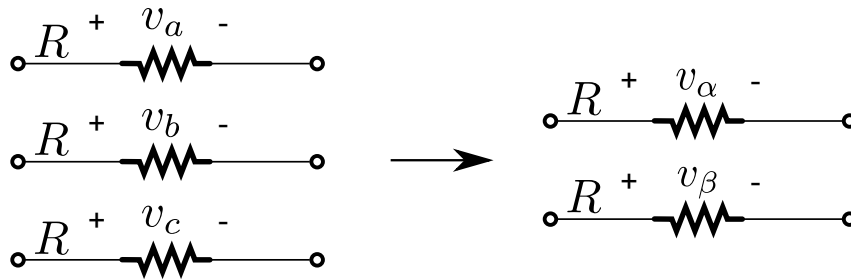


Figura 2.6: Circuito resistivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$.

Un circuito trifásico **inductivo** es de mayor complejidad, se cumple la siguiente ecuación diferencial.

$$v_{abc} = \frac{d}{dt} \lambda_{abc}; \text{ siendo } \lambda \text{ el acoplamiento inductivo}$$

$$v_{\alpha\beta} = K \frac{d}{dt} \lambda_{abc}; \text{ aplicando (2.10)}$$

$$v_{\alpha\beta} = K \frac{d}{dt} [K^{-1} * \lambda_{\alpha\beta}]; \text{ aplicando (2.11)}$$

$$v_{\alpha\beta} = \underbrace{K \frac{dK^{-1}}{dt} * \lambda_{\alpha\beta}}_0 + KK^{-1} \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt}; \text{ aplicando la regla de la cadena}$$

En este sistema de coordenadas, se simplifica puesto que K es una matriz de constantes, y por lo tanto su derivada es nula, en el caso de trabajar en ejes dq esto no sería así. Por otro lado, si el circuito inductivo es lineal como el de la Fig 2.3, el acoplamiento se puede expresar de la siguiente manera:

$$\lambda_{abc} = L * i_{abc} \longrightarrow \lambda_{\alpha\beta} = K L K^{-1} i_{\alpha\beta}; \quad K L K^{-1} = L_{\alpha\beta}$$

Si L es una matriz diagonal con todos sus elementos iguales entonces $L_{abc}=L_{\alpha\beta}$ y por lo tanto se cumplirá que $v_{\alpha\beta} = L \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}$ y resultando el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 2.7. A diferencia con lo que ocurre en sistema de coordenadas dq no existe acoplamiento entre canales.

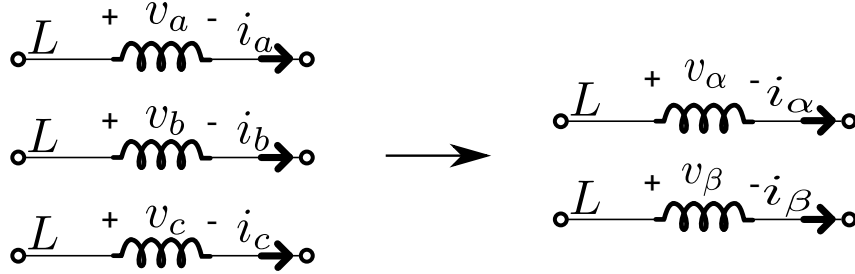


Figura 2.7: Circuito inductivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$.

Un circuito trifásico **capacitivo** es de mayor complejidad, se cumple la siguiente ecuación diferencial.

$$\begin{aligned}
 i_{abc} &= \frac{d}{dt} \lambda_{abc}; \text{ siendo } \lambda \text{ el acoplamiento capacitivo} \\
 i_{\alpha\beta} &= K \frac{d}{dt} \lambda_{abc}; \text{ aplicando (2.10)} \\
 i_{\alpha\beta} &= K \frac{d}{dt} [K^{-1} * \lambda_{\alpha\beta}]; \text{ aplicando (2.11)} \\
 i_{\alpha\beta} &= \underbrace{K \frac{dK^{-1}}{dt} * \lambda_{\alpha\beta}}_0 + K K^{-1} \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt}; \text{ aplicando la regla de la cadena}
 \end{aligned}$$

En este sistema de coordenadas, se simplifica puesto que K es una matriz de constantes, y por lo tanto su derivada es nula, en el caso de trabajar en ejes dq esto no sería así. Por otro lado, si el circuito capacitivo es lineal como el de la Fig 2.3, el acoplamiento se puede expresar de la siguiente manera:

$$\lambda_{abc} = C * v_{abc} \longrightarrow \lambda_{\alpha\beta} = K L K^{-1} v_{\alpha\beta}; \quad K L K^{-1} = C_{\alpha\beta}$$

Si C es una matriz diagonal con todos sus elementos iguales entonces $C_{abc}=C_{\alpha\beta}$ y por lo tanto se cumplirá que $i_{\alpha\beta} = C \frac{d}{dt} v_{\alpha\beta}$ y resultando el circuito equivalente que se muestra en la Fig 2.8. A diferencia con lo que ocurre en sistema de coordenadas dq no existe acoplamiento entre canales.

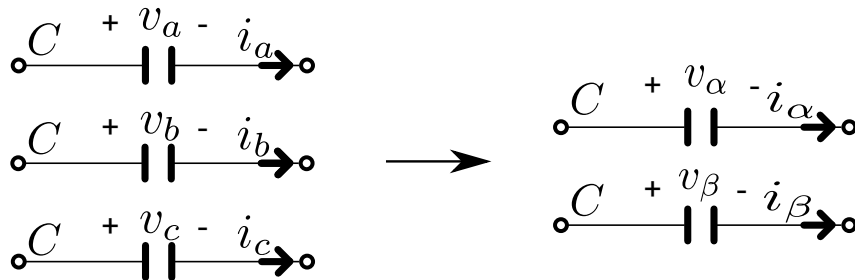


Figura 2.8: Circuito capacitivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$.

2.1.5. Lazo de control: Control de tensión

Uno de los objetivos del proyecto es crear un controlador de tensión. Teniendo en cuenta que el modelo promediado del VSC es el que se muestra en la Fig.2.9.

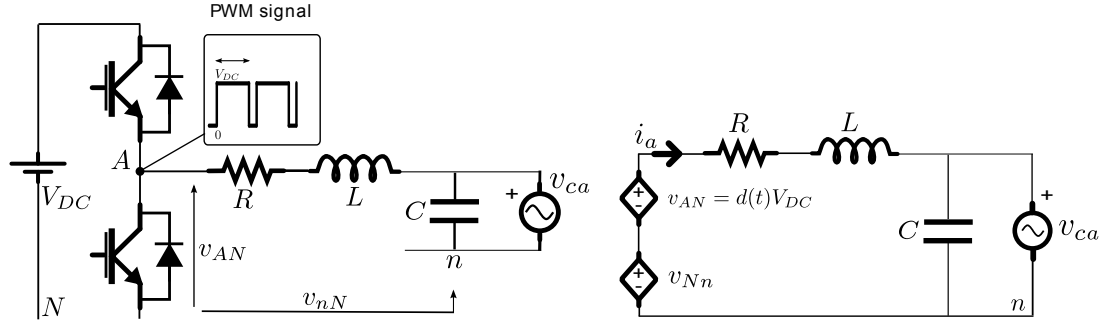


Figura 2.9: VSC promediado con filtro LC

No es difícil demostrar operando que v_{Nn} no afecta a la corriente por tratarse de un sistema a tres hilos.

$$v_{Nn} = \frac{1}{3}(v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} - v_{AN} - v_{BN} - v_{CN})$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} + v_{Nn} \\ v_{BN} + v_{Nn} \\ v_{CN} + v_{Nn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} + \underbrace{K \begin{bmatrix} v_{Nn} \\ v_{Nn} \\ v_{Nn} \end{bmatrix}}_0 = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix}$$

El modelo equivalente en ejes $\alpha\beta$ del circuito RLC se hace teniendo en cuenta los conceptos expuestos en la sección anterior y se puede ver en la Fig. 3.5.

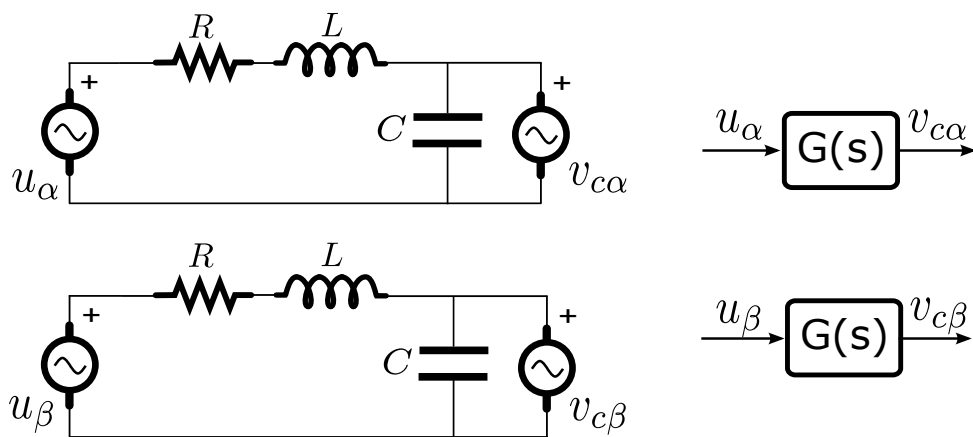


Figura 2.10: VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y la planta considerada en el lazo de tensión.

Además se puede deducir la expresión 3.1 y 3.2 que define **planta**, $G(s)$, que relaciona la tensión del condensador ($v_{c\alpha}, v_{c\beta}$) con la actuación del controlador (u_α, u_β). Cabe resaltar que la planta es la misma para ambos ejes. En el capítulo 3 se detalla el comportamiento de la planta a estudiar y utilizar.

$$G(s) = \frac{v_{c\alpha}}{u_\alpha}(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2.12)$$

$$G(s) = \frac{v_{c\beta}}{u_\beta}(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2.13)$$

La estructura de control que se debe de tener en cuenta para diseñar el controlador, $C(s)$, de tensión se muestra en la figura 2.11.

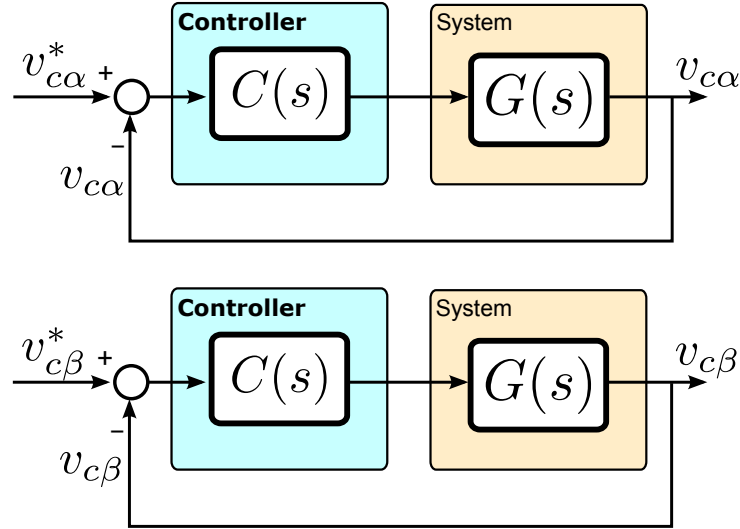


Figura 2.11: Esquema del control de tensión para ambos ejes $\alpha\beta$.

2.2. Revisión de Otras Técnicas Clásicas de Diseño

2.2.1. Introducción

Aunque este TFM está orientado a la utilización/investigación de la técnica QFT y H_∞ , su utilización implica el conocimiento de las técnicas más clásicas de diseño en el dominio de la frecuencia.

En esta sección se habla del criterio de estabilidad de Nyquist, de los criterios de estabilidad relativa, margen de fase y de ganancia y de la importancia de la función de sensibilidad, $S(s)$. El objetivo de estas técnicas es el conformado de la función de lazo abierto, $L(s)$. Siendo esta función igual a la función de transferencia del controlador, $C(s)$ por la función de transferencia de la planta, $P(s)$.

$$L(s) = C(s)P(s)$$

En esta sección se tiene en cuenta el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 2.12. Siendo la función de transferencia de la realimentación, $H(s)$, la entrada del sistema completo, $U(s)$, el error, $E(s)$, la perturbación que se agrega a la entrada de la planta, $D(s)$, la perturbación que se agrega a la salida de la planta, $D_1(s)$ y por último siendo la salida del sistema completo, $Y(s)$. Cabe resaltar que, a partir de ahora se considerará la realimentación como unitaria ($H(s) = 1$) y que $s = jw$.

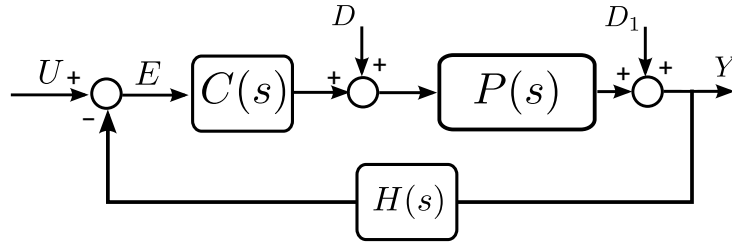


Figura 2.12: Esquema de control considerado.

2.2.2. Criterio de estabilidad de Nyquist

El criterio de estabilidad de Nyquist [Ogata, 2009] se fundamenta en el diagrama de Nyquist y establece un criterio basado en la relación entre el número de rodeos que se producen en el punto -1, polos inestables en lazo abierto y cerrado. Se tendrá estabilidad cuando todas las raíces de la ecuación característica estén en el semiplano izquierdo s.

$$L(jw) \underbrace{H(jw)}_1 + 1 = 0 \longrightarrow L(jw) = -1$$

Este criterio de estabilidad se puede expresar como $Z = N + P$, donde cada término significa lo siguiente:

- Z : cantidad de ceros de $1 + L(jw)$ en el semiplano derecho de s, para que sea estable el sistema Z tiene que ser igual a 0.
- N : cantidad de rodeos que se le da al -1, si el rodeo se realiza en el sentido horario de las agujas del reloj lo considera positivo, si este rodeo se realiza en el sentido antihorario de las agujas del reloj se considera negativo.
- P : cantidad de polos de $L(jw)$, en el semiplano derecho de s.

Para aumentar la claridad, se va a ilustrar este criterio con un ejemplo. Sea la función de lazo:

$$L(s) = \frac{10(s+3)}{s(s-1)} \quad (2.14)$$

Tal y se puede observar hay un polo (+1) en el semiplano derecho s por lo que $P = 1$. Pero en la Fig. 2.13 se ve como hay un rodeo antihorario sobre el punto -1 por lo que $N = -1$. En definitiva, $Z = 0$ y por lo tanto el sistema será estable en lazo cerrado.

2.2.3. Margen de fase y de ganancia

Los márgenes de estabilidad relativa, margen de fase, MF, y margen de ganancia, MG, permiten medir la proximidad a la inestabilidad.

El margen de ganancia se emplea para indicar la cercanía de la intersección del eje real negativo hecho por la traza de Nyquist de $L(jw)$ al punto -1. Cuanto mayor sea el MG mayor será esta distancia y por lo tanto el sistema será más estable. Otra definición es, el margen de ganancia es la cantidad de ganancia que se puede añadir al lazo antes de que el sistema en lazo cerrado se vuelva inestable.

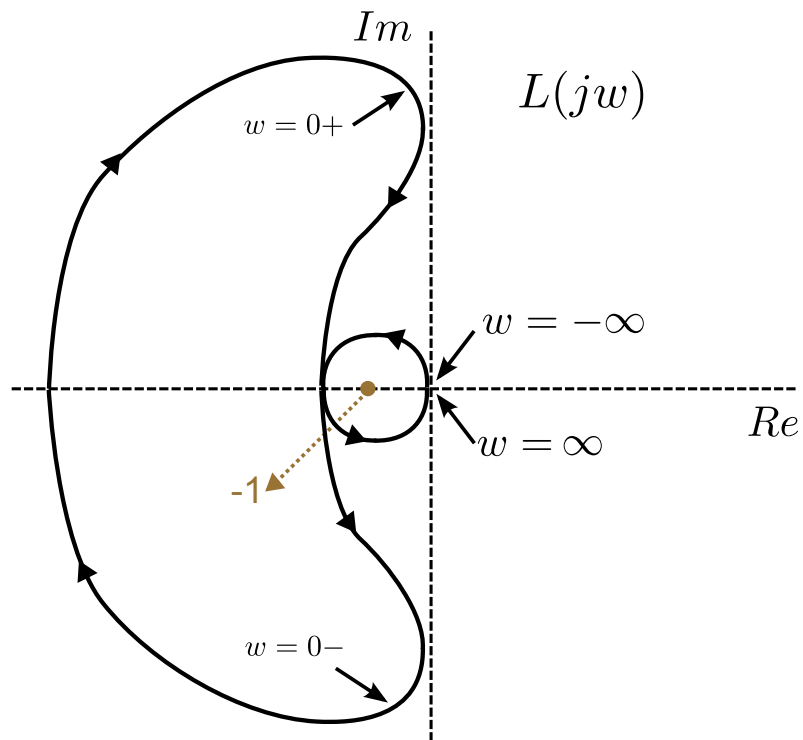


Figura 2.13: Diagrama de Nyquist del ejemplo ilustrativo con $L(s)$ igual a (2.14).

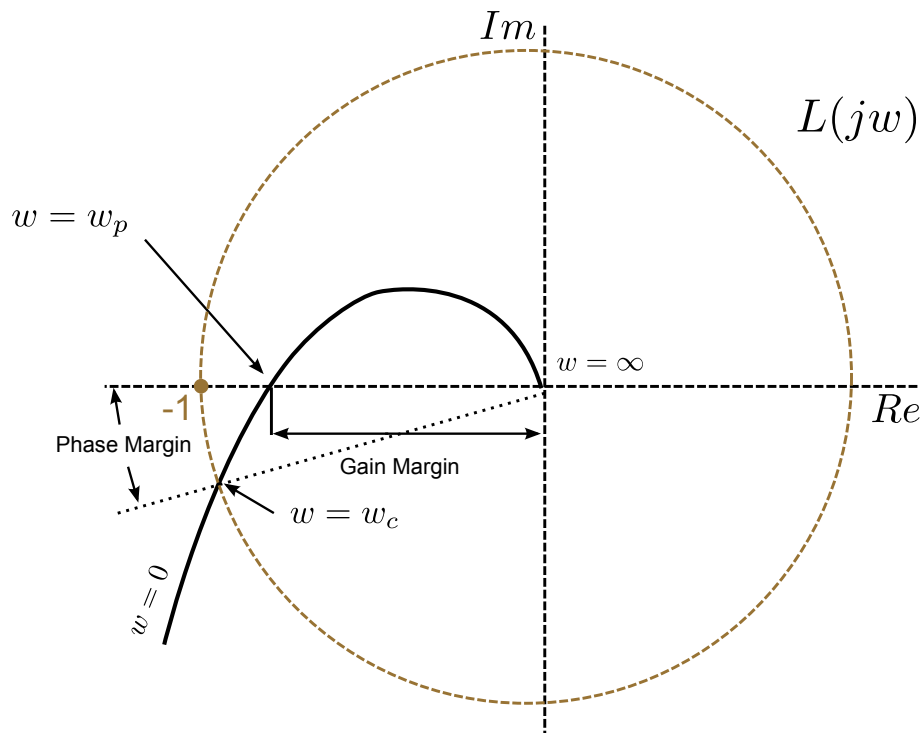


Figura 2.14: Margen de fase y de ganancia sobre el diagrama de Nyquist.

Por lo tanto, la expresión del MG es la siguiente:

$$MG = -20\log|L(jw_p)|dB \longrightarrow \angle L(jw_p) = -180$$

La representación gráfica de lo citado anteriormente se puede ver en la Fig. 2.14. En ese caso sencillo, si el cruce de fase se da a la derecha del punto -1 $MG > 0$, si se da a la izquierda $MG < 0$.

Por otro lado, el margen de fase se define como el ángulo en grados que la traza $L(jw)$ debe de rotar alrededor del origen, para que el cruce de ganancia pase por el punto -1.

Por lo tanto, la expresión del MF es la siguiente:

$$MF = 180 + \angle L(jw_c) \longrightarrow |L(jw_c)| = 0dB$$

La representación gráfica de lo citado anteriormente se puede ver en la Fig. 2.14. Si se debe de rotar en sentido horario el cruce de ganancia para que llegue hasta el eje real negativo, entonces $MF > 0$, si se debe de rotar en sentido antihorario $MF < 0$. Además, el margen de fase da una idea del sobreimpulso del sistema en lazo cerrado, a mayor MF menor sobreimpulso se tiene. Y, en general MF bajos se asocian con sistemas subamortiguados.

Para que el sistema sea estable tanto el margen de fase como el de ganancia (en dB) han de ser positivos. Aunque un margen de ganancia y de fase elevados no siempre son un indicativo de robustez como se puede ver en la Fig. 2.15.

2.2.4. Funciones de transferencia en lazo cerrado

Las funciones de sensibilidad condensan la información esencial sobre el desempeño del sistema, incluyendo seguimiento de referencias, efecto de las perturbaciones en cualquier punto, todo ello tanto desde el punto de vista estático (bajas frecuencias) como desde el punto de vista dinámico (altas frecuencias) [Doyle et al., 2013]. Siguiendo la nomenclatura de la Fig. 2.12 y aplicando el principio de superposición se puede deducir que:

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \\ S(s) &= \frac{Y(s)}{D_1(s)} = \frac{1}{1 + C(s)P(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} \\ S_i(s) &= \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{P(s)}{1 + L(s)} = S(s)P(s) \end{aligned}$$

La función de transferencia de la planta, $P(s)$, no se puede modificar puesto que viene impuesta por la aplicación. Por otro lado, $T(s)$, función de sensibilidad complementaria, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la entrada del mismo. Suele aportar, esencialmente, la información de seguimiento, tracking.

$S(s)$, la función de sensibilidad, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la perturbación que se da a la salida del mismo. Suele condensar la información más relevante en lo que respecta a la respuesta del sistema ante cualquier

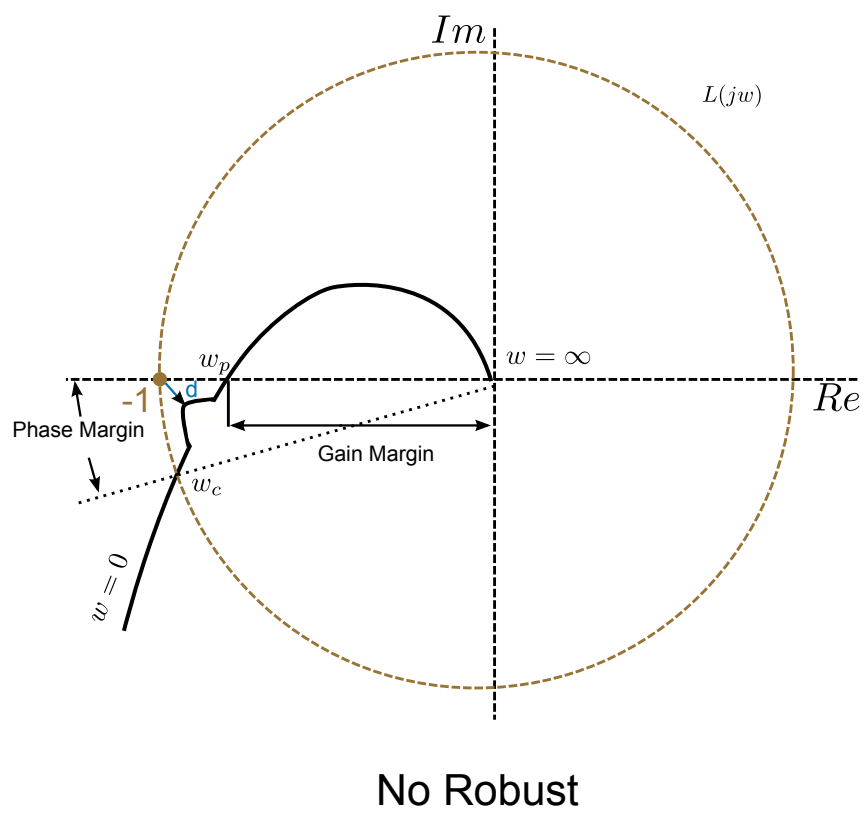
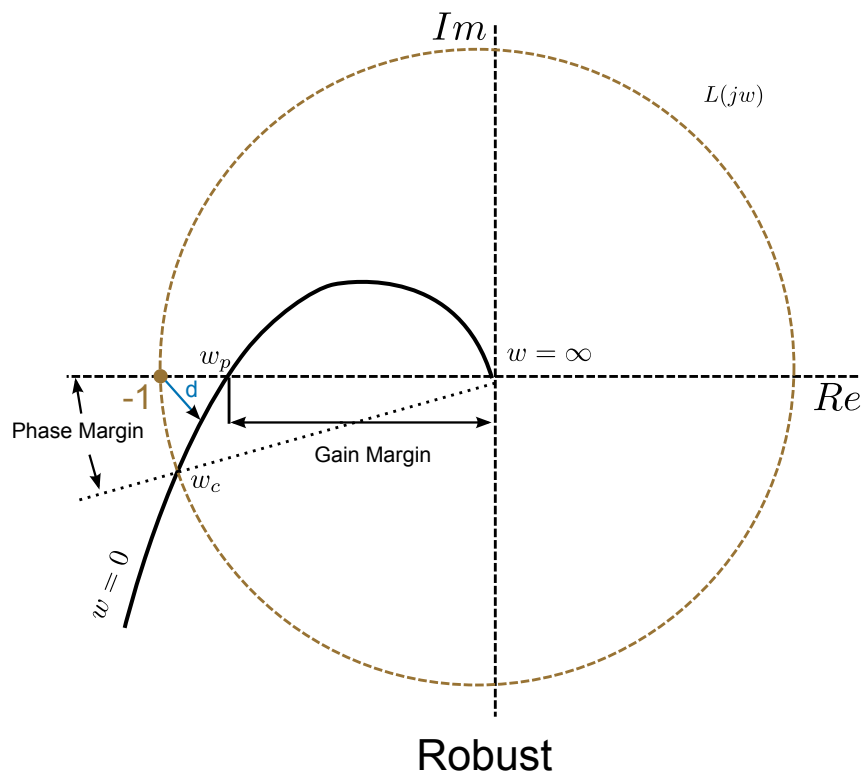


Figura 2.15: Situación en la que teniendo dos sistemas con el mismo MF y MG se tiene una robustez diferente. Siendo el primero de ellos más robusto que el segundo.

perturbación. Es por ello, que muchas veces se definen especificaciones sobre ella para realizar el controlador. Típicamente, un sistema es robusto si el valor máximo de la función de sensibilidad no supera 6 dB, $|S(s)_{max}| \leq 6dB$.

$S_i(s)$, la función de sensibilidad de perturbación, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la perturbación que se da a la entrada de la planta. Realmente, al depender de la función de sensibilidad no se puede diseñar directamente.

$L(s)$, la función de lazo o función de lazo abierto, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la entrada si no se tuviera realimentación, como se ha comentado anteriormente esta es la función fundamental pues es la que se diseña.

La relación que existe entre la función de sensibilidad y la función de sensibilidad complementaria, $T(s) + S(s) = 1$, demuestra que las diferentes funciones de sensibilidad no pueden ser diseñadas por separado. Por lo que el diseño de $C(s)$ tiene sus limitaciones, requiriendo a menudo soluciones de compromiso.

Una buena función $T(s)$ para seguimiento de referencias constantes, tiene el bode asociado que se muestra en la Fig. 2.16 de tal forma que se seguirán perfectamente referencias hasta una frecuencia determinada, primer ancho de banda, (w_{BT}). El sobreimpulso que se ve, se debe a M_p mientras no sea muy alto es asumible.

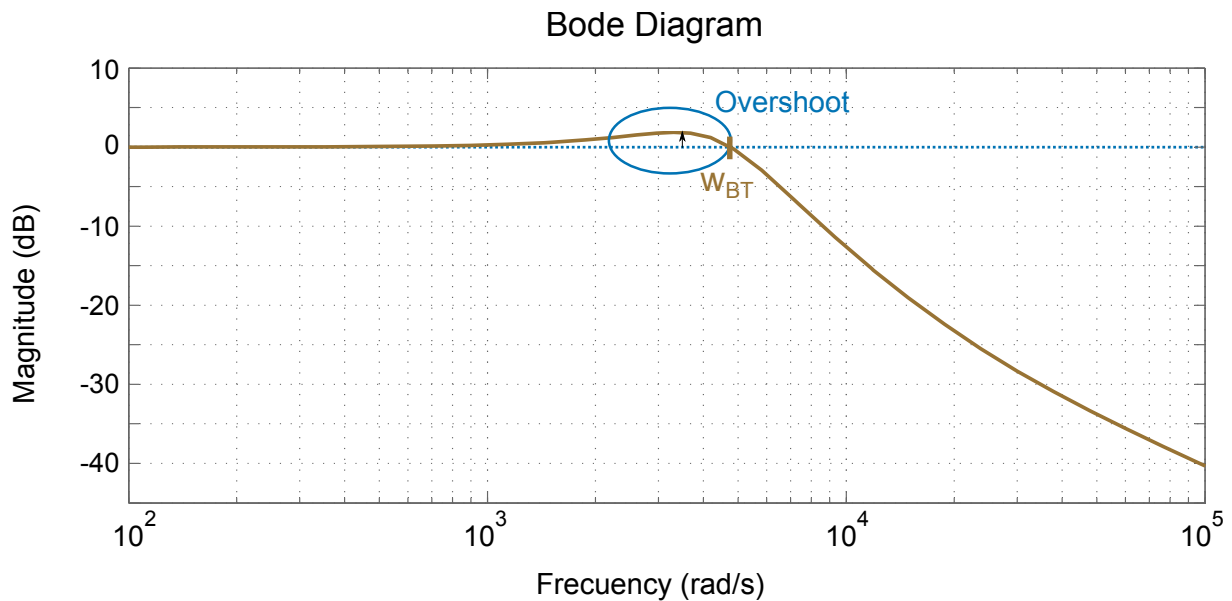


Figura 2.16: Magnitud en el diagrama de Bode, $T(s)$

A su vez, se puede observar el diagrama de Bode asociado a la función de lazo $L(s)$ en la Fig. 2.17; donde se muestra el **ancho de banda más importante** determinado por la frecuencia de cross-over (w_c). Este es el que determina la velocidad del seguimiento de referencias del sistema. También interesa que la caída con la que lleva a (w_c) sea de -20db/dec.

Puesto que las perturbaciones que se dan a la entrada de la planta, $D(s)$, y a la salida del sistema, $D_1(s)$, se ven multiplicadas por la función de sensibilidad $S(s)$, interesa que esta sea lo más baja posible (idealmente $-\infty$) hasta una frecuencia determinada (w_B), para así poder filtrar las perturbaciones que se encuentre antes de w_B . Se puede ver un ejemplo en la Fig. 2.18.

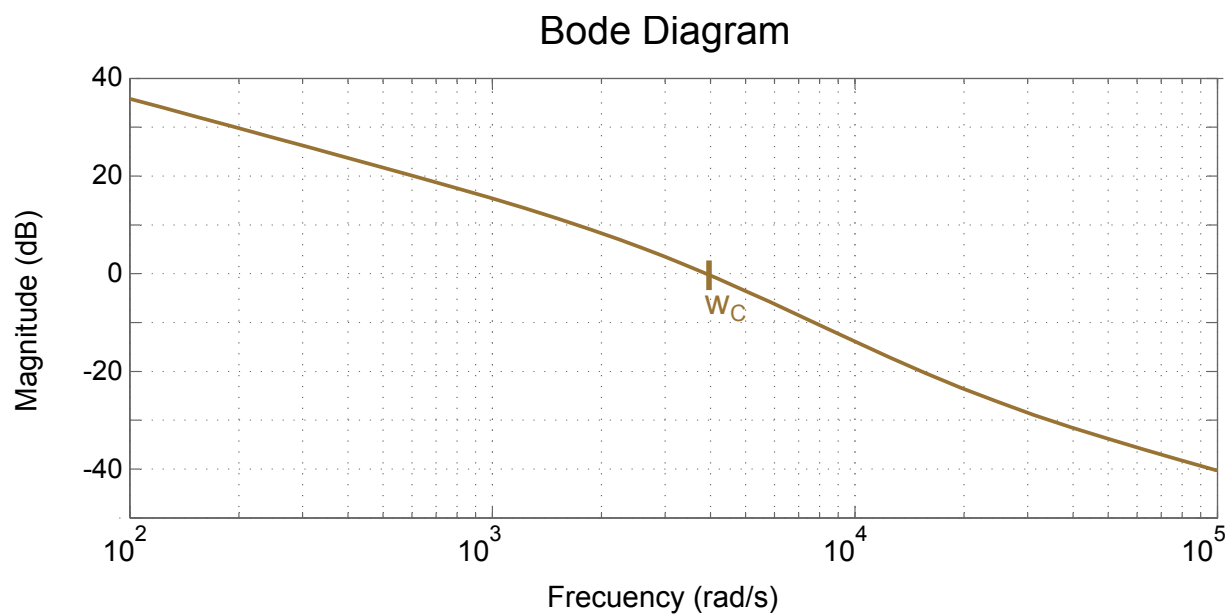


Figura 2.17: *Magnitud en el diagrama de Bode, $L(s)$*

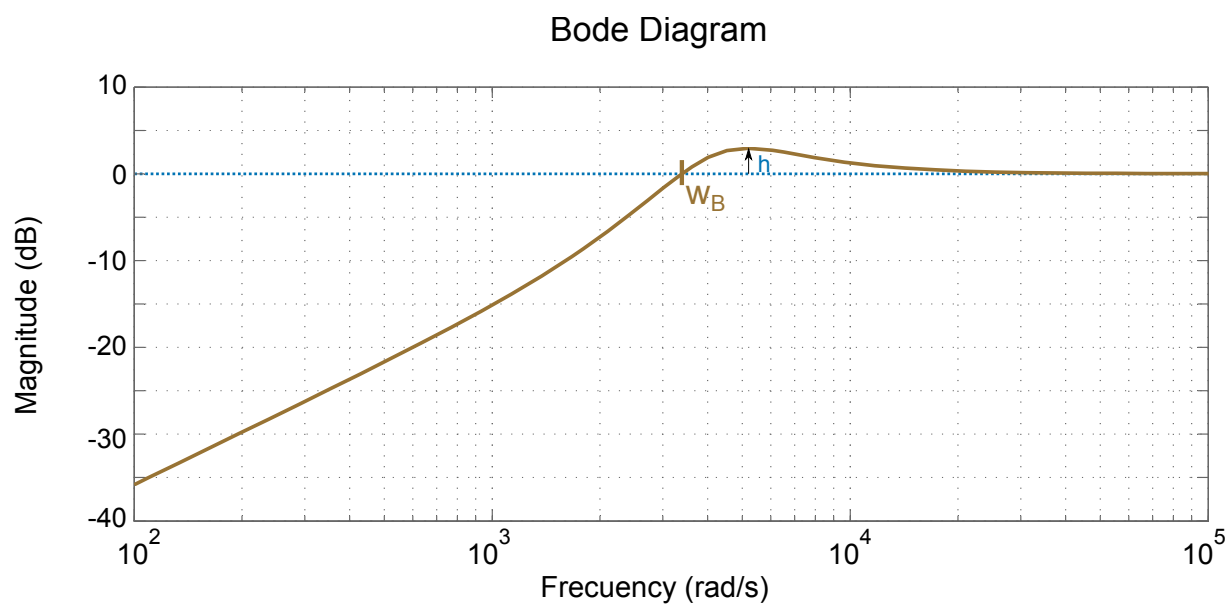


Figura 2.18: *Magnitud en el diagrama de Bode, $S(s)$*

Como ya se ha adelantado, la robustez es muy importante y el mayor indicativo es la función de sensibilidad $S(s)$. **El máximo valor de la función de sensibilidad, h , es el inverso de la mínima distancia, d , al punto -1 en el diagrama de Nyquist**, es decir, cuanto mayor sea este valor menos robusto sera el sistema porque la distancia al -1 sera menor.

$$d = \frac{1}{h} \quad (2.15)$$

Este concepto es mejor indicativo de robustez que el margen de fase y de ganancia, viendo la Fig. 2.15 se puede concluir que el máximo valor de $S(s)$ sera mayor en el sistema "poco robusto" que en el sistema "muy robusto".

Se han enumerado tres anchos de banda, normalmente cuando se habla de ancho de banda se refiere a w_{BT} , aunque cuando se diseña se refiere a w_c puesto que es el se controla en la función de lazo. En cualquier caso, existe la siguiente relación:

$$w_B < w_c < w_{BT} \quad (2.16)$$

2.3. Técnica Adaptative Feed-Forward Cancellation Control

2.3.1. Introducción

Adaptative Feed-Forward Cancellation Control o *AFC* es una técnica de control que ha sido usada satisfactoriamente en el rechazo de perturbaciones periódicas, armónicos, tanto en tiempo continuo ([Sacks et al., 1993], [Bodson et al., 1994], [Lee, 1997], [Byl et al., 2005]) como en tiempo discreto ([Malo and Grinó, 2008], [Orellana and Grino, 2013a], [Orellana and Grino, 2013b]).

El diagrama de control que propone esta técnica, en tiempo discreto, se puede ver en la figura 2.19. Donde $G(z)$ es la planta a controlar, $C(z)$ es el controlador interno de estabilización, $P_1(z)$ es la función de transferencia en lazo cerrado del lazo interior, $C_{AFC}(z)$ es el controlador externo formado por resonadores $R_k(z)$ y una ganancia K_0 , y por último, $T_{AFC}(z)$ es la función de transferencia en lazo cerrado del sistema global.

En este proyecto se va a realizar el diseño del controlador directamente en tiempo discreto ya que será implementado en una plataforma real experimental.

El principal interés de esta técnica con respecto a otras es la flexibilidad que esta presenta ya que por un lado se diseña un controlador de estabilización sencillo, $C(z)$, y por otro lado, se diseña el controlador $C_{AFC}(z)$ para seguir la frecuencia fundamental y atenuar/rechazar los armónicos indeseados.

Este hecho es muy interesante, específicamente, en el control de inversores ya que las cargas pueden demandar corriente con mucho contenido armónico lo que se transmite a la tensión de salida deseada, por lo tanto, es muy útil poder atenuarlos o incluso eliminarlos.

El proceso de diseño es sencillo. En primer lugar se diseña el controlador de estabilización, $C(z)$, cuyas especificaciones suelen estar relacionadas con la robustez del sistema. En segundo lugar se el controlador resonador, $C_{AFC}(z)$, y en tercer lugar se diseña el Feed-Forward, K_{inv} .

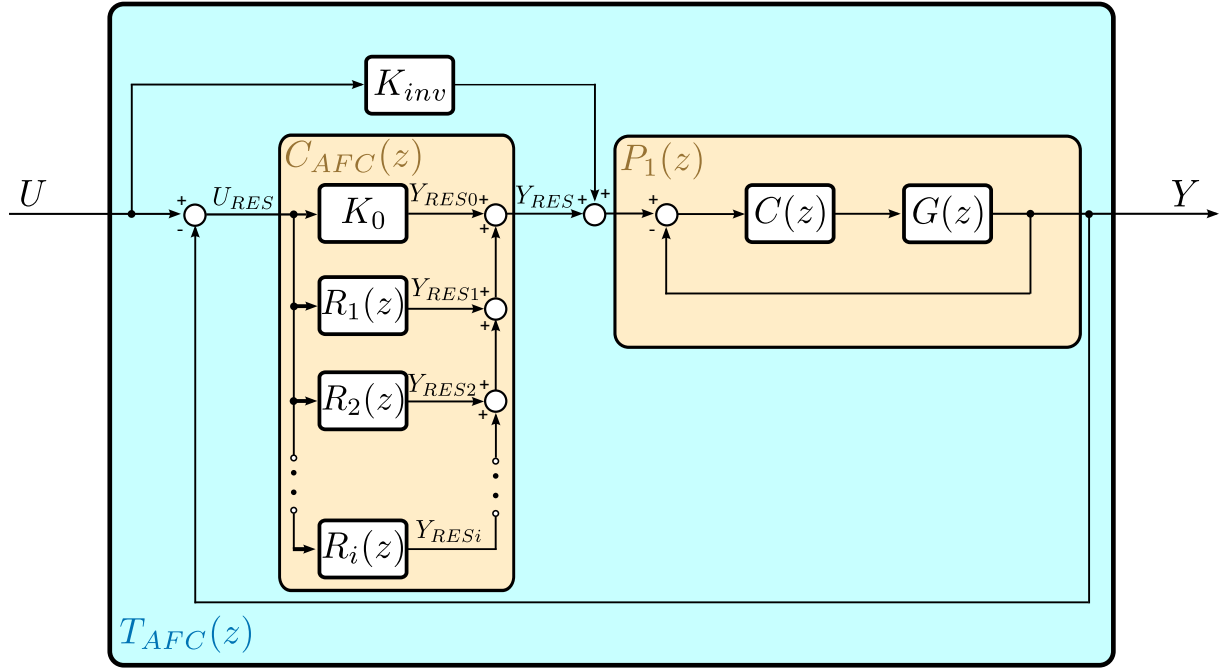


Figura 2.19: Esquema de control utilizado en la técnica AFC.

2.3.2. Diseño del lazo interno, $C(z)$

El objetivo de este lazo de control es lograr que la planta interna, $P_1(z)$ sea estable presentando un margen de ganancia ($MG \geq 6dB$), margen de fase ($MF \geq 45$) y robustez aceptables ($|S(z)_{max}| \leq 6dB$).

$$P_1(z) = \frac{C(z)G(z)}{1 + C(z)G(z)} \quad (2.17)$$

$$S(z) = \frac{1}{1 + C(z)G(z)} \quad (2.18)$$

Al ser un controlador discreto existe una limitación en el ancho de banda máximo. w_{cmax} , determinado por la frecuencia de muestreo, w_s , y es la que se indica en la expresión 2.19.

$$w_{cmax} = \frac{w_s}{6} \text{ rad/s} \quad (2.19)$$

Es interesante resaltar que se debe de intentar que la fase de $P_1(z)$, $\angle P_1(z_k)$ este comprendida entre ± 90 para lograr, posteriormente, el mejor margen de fase disponible.

2.3.3. Feed-Forward, K_{inv}

La ganancia del Feed-Forward no es un parámetro de diseño, ya que viene impuesta por el paso anterior.

Se define como la ganancia de la inversa de $P_1(z)$ para la frecuencia de tracking w_1 tal y como se indica en la expresión 2.20.

$$K_{inv} = |1/P_1(z_1)|, z_1 = e^{j2\pi f_1 T_s} \quad (2.20)$$

2.3.4. Diseño del lazo externo, $C_{AFC}(z)$

Esta es la parte fundamental de diseño de esta técnica. El objetivo es generar tantos resonadores como sea necesario para lograr los objetivos. Habitualmente consta de una ganancia, K_0 , más resonadores uno en la frecuencia fundamental a seguir, $R_1(z)$, y el resto en las frecuencias donde se desea eliminar la perturbación, $R_{k \neq 1}(z)$. La expresión que define el controlador del lazo externo se define en 2.21.

$$C_{AFC}(z) = K_0 + \sum_{k=1}^i R_k(z) \quad (2.21)$$

La parte más importante del controlador, los resonadores, se definen en el dominio z como se puede ver en la expresión 2.22. Donde g_k es la ganancia real positiva del resonador, w_k es la frecuencia en rad/s donde se desea que el resonador actúe, ϕ_k es el cambio de fase del resonador en rad, $H(z)$ es cualquier bloque integrador discreto y por último T_s es el periodo de muestreo.

$$R_k(z) = \frac{1}{2}g_k[H(ze^{-jw_kT_s})e^{-j\phi_k} + H(ze^{jw_kT_s})e^{j\phi_k}] \quad (2.22)$$

En este trabajo, se elige como método de integración "Backward Euler", como bloque $H(z)$, ver expresión 2.23.

$$H(z) = \frac{z}{z-1} \quad (2.23)$$

Sustituyendo la expresión 2.23 en 2.22 y simplificando, la función de transferencia del resonador se convierte en 2.24.

$$R_k(z) = g_k \frac{\cos(\phi_k)z^2 - \cos(\omega_k T_s + \phi_k)z}{z^2 - 2\cos(\omega_k T_s)z + 1} \quad (2.24)$$

Teniendo en cuenta $C_{AFC}(z)$ se deduce la función de transferencia en lazo abierto del sistema en total, $L_{AFC}(z)$ como se puede ver en la expresión 2.25. Esta FT es muy importante para analizar teóricamente la solución, márgenes de ganancia y de fase y máximo valor de la función de sensibilidad $S_{AFC}(z)$ (expresión 2.26).

$$L_{AFC}(z) = C_{AFC}(z)P_1(z) \quad (2.25)$$

$$S_{AFC}(z) = \frac{1}{1 + C_{AFC}(z)P_1(z)} = \frac{1}{1 + L_{AFC}(z)} \quad (2.26)$$

Por lo tanto, existen dos parámetros de diseño el cambio de fase (ϕ_k) y la ganancia (g_k) y de cada resonador.

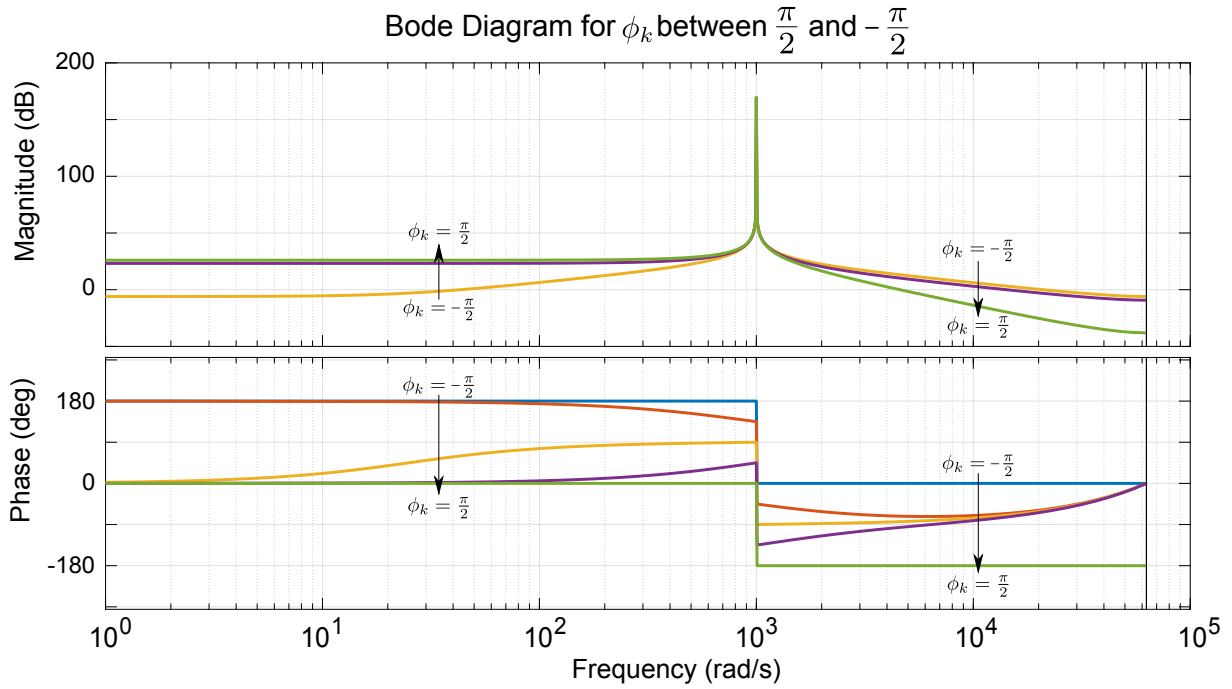


Figura 2.20: Diagrama de bode para un resonador con diferente ϕ_k ($-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}, 0, \frac{\pi}{4}$ y $\frac{\pi}{2}$) con $w_k = 1000\text{rad/s}$, $g_k = 1$ y $T_s = 100\mu\text{s}$.

Elección del parámetro ϕ_k

Teóricamente se puede elegir cualquier valor para el parámetro ϕ_k , tal y como se puede ver en la figura 2.20, este valor modifica la fase del resonador y la ganancia de este antes y después de la frecuencia de resonancia w_k .

Los mejores resultados resultados, [Byl et al., 2005], se obtienen igualando ϕ_k a la fase de la función de transferencia $P_1(z)$ para la frecuencia w_k . De esta forma se logra que todos los cambios de fase en $L_{AFC}(z)$ estén centrados en 0° logrando los mejores márgenes de fase y de ganancia al sistema.

Se puede entender mejor esta selección con la 2.27.

$$\phi_k = \angle P_1(z_k), z_k = e^{jw_k T_s} \quad (2.27)$$

Elección del parámetro g_k

A mayor g_k mayor es el módulo del resonador a diferentes frecuencias de w_k tal y como se puede ver en la figura 2.21.

La elección de este parámetro se realiza mediante el método del tanteo, aunque la idea intuitiva es sencilla. La ganancia será mayor a bajas frecuencias que a altas puesto que las perturbaciones a rechazar son mayores a bajas frecuencias que altas frecuencias. Normalmente se sigue un perfil hiperbólico, dotando de esta manera mayor actuación al controlador a bajas frecuencias y menor a bajas frecuencias.

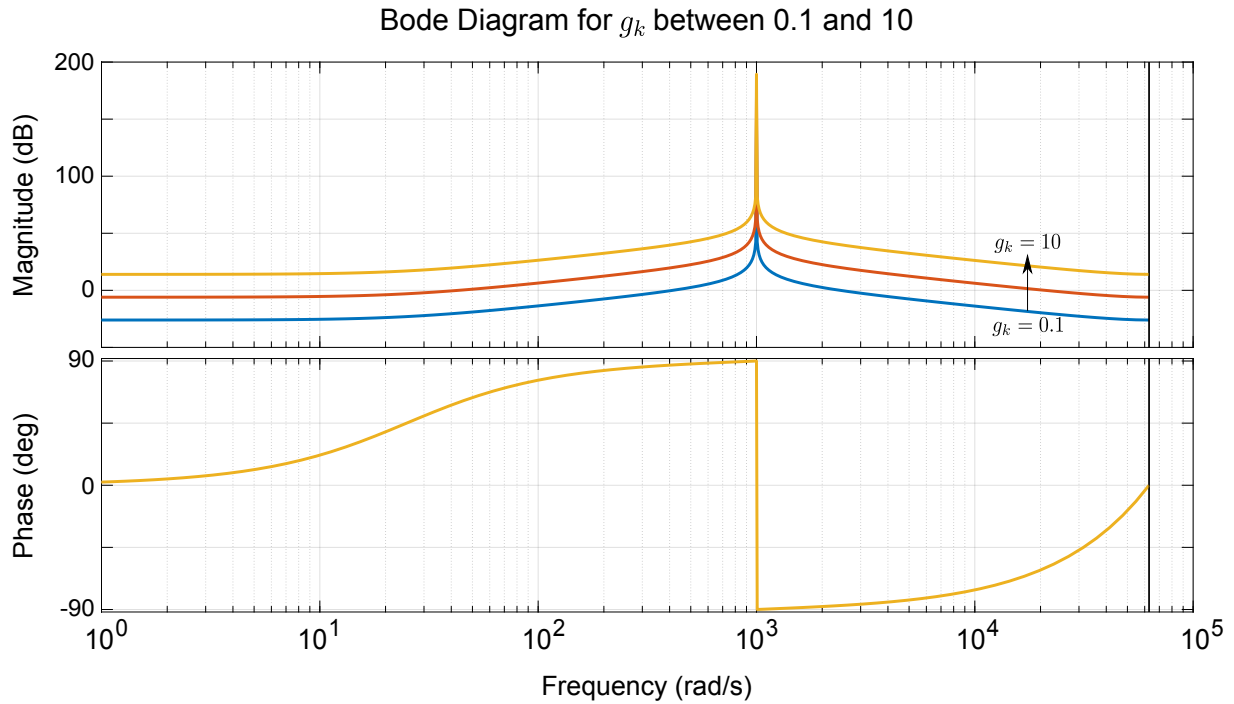


Figura 2.21: Diagrama de bode para un resonador con diferente ganancia g_k (0.1, 1 y 10) con $w_k = 1000 \text{ rad/s}$, $\phi_k = 0 \text{ rad}$ y $T_s = 100 \mu\text{s}$.

2.4. Técnica Clásica Quantitative Feedback Theory Control

2.4.1. Introducción

La QFT es una herramienta de diseño de controladores robustos, desarrollada por Isaac Horowitz en los años ochenta [Horowitz, 1982], que aporta al diseñador una visión simultánea del conformado de la función de lazo y su efecto sobre las funciones de sensibilidad o sensibilidad complementaria. Dicha herramienta ha seguido desarrollándose tal y como se ve en los libros [Sidi, 2001] [Houpis et al., 2005], este último ha sido utilizado como base teórica de este TFM.

A su vez, el *Control and Energy Systems Center* ha realizado una toolbox para el programa Matlab, [CES,], con el fin de poder agilizar la labor de diseño empleando dicha técnica. Básicamente esta aplicación traspasa las especificaciones de tracking, estabilidad etc a la **Carta de Nichols**, NC, teniendo en cuenta la incertidumbre asociada a la planta que se está tratando.

Goza de una indudable reputación como método de diseño efectivo para aplicaciones prácticas, aunque su aplicación en el control de convertidores de potencia parece limitarse a aplicaciones DC/DC ([Altowati et al., 2007], [Towati, 2008], [Olalla et al., 2009]), uno de los objetivos de este proyecto es adaptar esta técnica a una aplicación DC/AC, inversor activo. Cabe resaltar que el esquema de control supuesto a partir de ahora es el que se muestra en la Fig. 2.22.

La única diferencia que existe entre el esquema de control de la Fig. 2.22 y el de la Fig. 2.12 es el prefiltro existente en el primer caso, $F(s)$.

El flujo de diseño es algo particular y se puede observar en la figura 2.23, y consta de

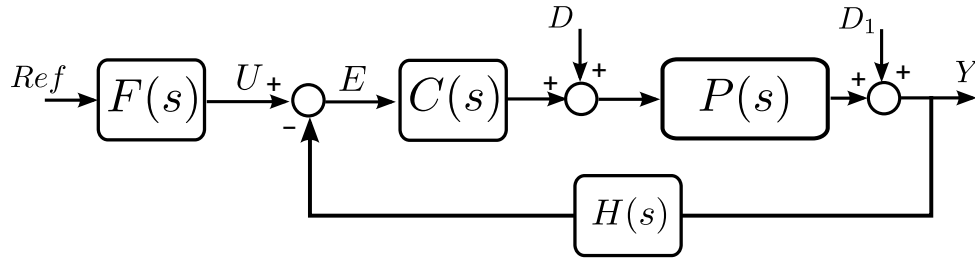


Figura 2.22: Esquema de control considerado para explicar la técnica de control QFT.

cuatro pasos, modelado del sistema, definición de especificaciones, diseño del controlador y su verificación.

En primer lugar, la planta es modelada teniendo en cuenta su incertidumbre en uno o varios parámetros determinados. Este modelado da como resultado "Templates" en la carta de Nichols.

Por otro lado, se definen las especificaciones de robustez, tracking y respuesta ante perturbaciones. Estas especificaciones se modelan primero en DC y luego se transforman a AC para una frecuencia determinada.

Los dos pasos de diseño previos dan como resultado "Bounds" en la carta de Nichols que son muy importantes para poder diseñar utilizando esta técnica. Finalmente se diseña el controlador siguiendo los templates y bounds obtenidos.

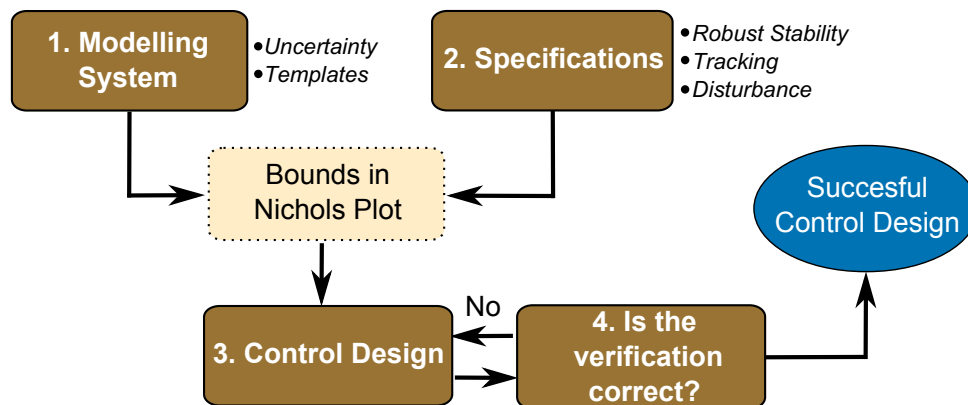


Figura 2.23: Flujo de diseño con la técnica QFT.

2.4.2. Carta de Nichols

La técnica QFT se fundamenta en la utilización de la carta de Nichols para diseñar controladores [Sidi, 2001]. El principal beneficio con respecto a otras representaciones, como el diagrama de Bode o Nyquist, es la visión simultanea del conformado de la función de lazo, $L(s)$, y su efecto sobre la función de sensibilidad, $S(s)$, o sensibilidad complementaria, $T(s)$.

En la carta Nichols se representa la función en lazo abierto, tanto en módulo como la fase, sobre las curvas que representan el módulo de la función de sensibilidad complementaria, normalmente, o el módulo de la función de sensibilidad.

Suponer que se tiene una planta tal y como se muestra en color rojo en Fig. 2.24. y se quiere lograr que tenga seguimiento de referencias constantes, además se especifica que

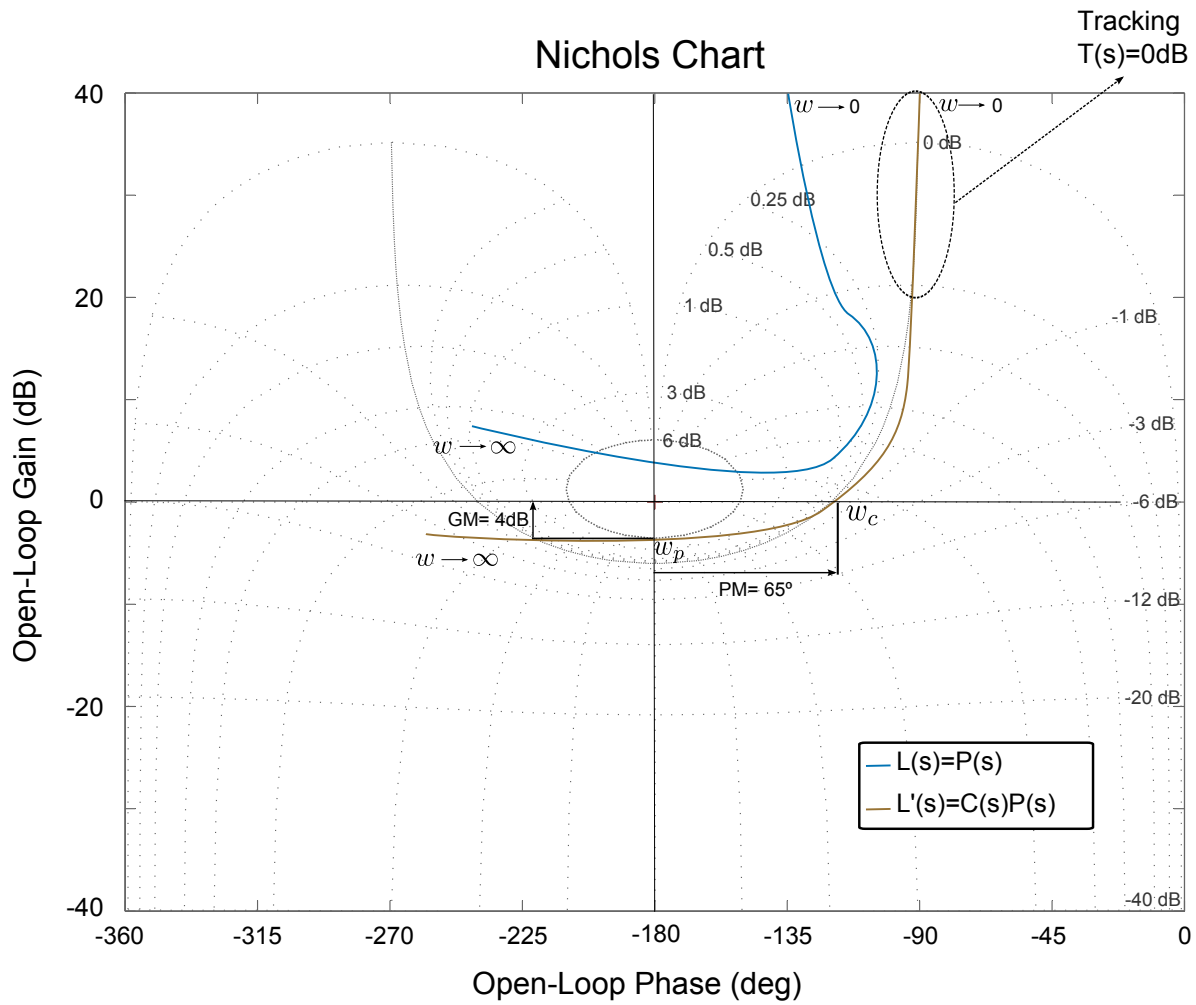


Figura 2.24: Ejemplo de diseño en la carta de Nichols para referencias constantes, con plantilla sobre $|T(s)|$.

el máximo valor de $T(s)$ sea igual a 6dB y que el sistema en lazo cerrado sea estable. Para lograr los objetivos, se debe obtener que la planta controlada, función de lazo abierto sea, aproximadamente, la que se muestra en color verde en la Fig. 2.24. Se diseña añadiendo redes típicas como ceros, polos, resonadores etc.

Se observa que cuando $w \rightarrow 0$ la ganancia de la función de sensibilidad complementaria es cero, lo que indica que la ganancia de la función de lazo abierto tiende a infinito y por lo tanto se siguen referencias constantes, además el sistema es estable con un margen de ganancia igual a ∞ y un margen de fase igual a 65° . Por otro lado, como mucho el máximo valor de $T(s)$ es de 6dB y este se produce en la frecuencia w_p .

La carta de Nichols resultante con la plantilla sobre $|S(s)|$, es similar a la de la Fig. 2.24. Suele resultar útil conjugar ambas plantillas, para así tener una visión aun más general del conformado del controlador.

2.4.3. Modelado de la planta y de su incertidumbre. Templates

Cuando se tiene incertidumbre en una planta, el modulo y la fase para una frecuencia determinada no toma un valor único, si no que tiene valores infinitos, este hecho lleva a definir el termino template.

Los templates de la planta indican como varia la planta, en modulo y fase, para cada una de las frecuencias. Por ejemplo, en la Fig. 2.25 se puede ver esta variando en ejes cartesianos, suponiendo que la planta tiene una incertidumbre en dos parámetros, k y a .

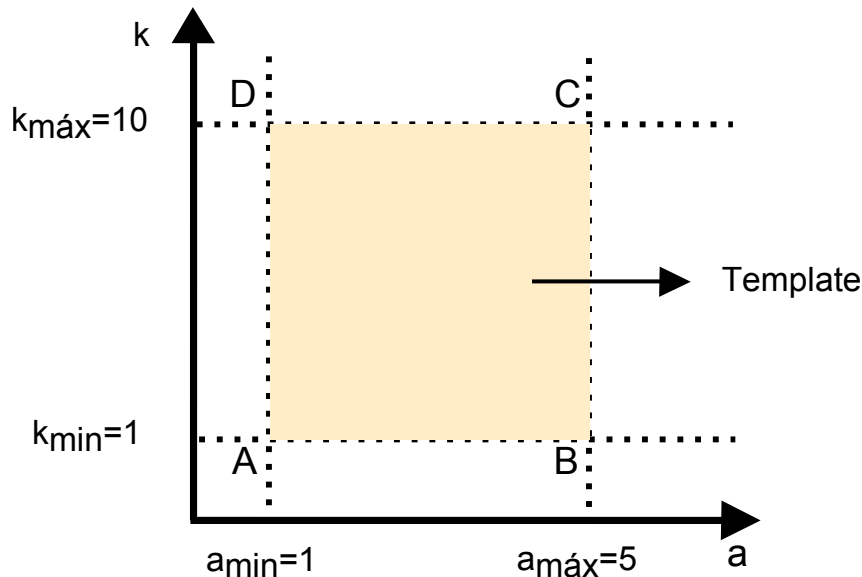


Figura 2.25: Template de la planta para una frecuencia determinada en ejes cartesianos.

La toolbox que se utiliza en este proyecto realiza dichos templates automáticamente para cada frecuencia de estudio.

2.4.4. Especificaciones DC

Especificaciones de estabilidad relativa

La estabilidad se define con el margen de ganancia y de fase. Se debe definir un margen de fase mínimo (en $^\circ$) y un margen de ganancia mínimo (en dB) que se quiere que tenga el sistema.

Se define el margen de ganancia, MG, en términos de $|T(jw)|_{max} = \mu$, para w_p donde $\angle L(jw_p) = -180^\circ$. Entonces:

$$|T(jw)| = \left| \frac{-L(jw_p)}{1 - L(jw_p)} \right| = \frac{L(jw_p)}{1 - L(jw_p)}$$

Si $L(jw_p)$ es real, que de hecho lo es, entonces:

$$MG = 1 + \frac{1}{|T(jw)|}$$

$$MG \geq 1 + \frac{1}{|T(jw)|_{max}} = 1 + \frac{1}{\mu}$$

Operando en escala logarítmica se obtiene la expresión final:

$$MG(dB) \geq 20 \log(1 + \frac{1}{\mu}) \quad (2.28)$$

Se define el margen de fase, MF, en términos de $|T(jw)|_{max} = \mu$, para w_c donde $|L(jw_c)| = 0dB$. Entonces:

$$T = \frac{e^{j\theta w}}{1 + e^{j\theta w}} = \frac{1}{1 + e^{-j\theta w}}; \quad \theta = \angle L(jw_c)$$

Teniendo en cuenta que $MF + \theta = 180$, se puede expresar que:

$$|T|^2 = \frac{1}{2(1 + \cos\theta)} = \frac{1}{2(1 - \cos(MF))} = \frac{1}{4\sin^2(MF/2)}$$

Sustituyendo $|T(jw)| = \mu$ se obtiene la expresión final:

$$MF(rad/s) \geq 2\arccos(\frac{1}{2\mu}) \quad (2.29)$$

Se ilustra lo explicado con uno ejemplo. Se quiere un $MG \geq 5dB$ y un $MF \geq 50$, operando (2.28) el máximo valor de $|T(s)|$ es igual a 1.43dB, tal y como se muestra en Fig. 2.26.

Por lo tanto, 1.43dB sera el máximo valor de la función de sensibilidad complementaria, ninguna de las plantas (controladas) deben pasar por dentro de la curva representada en la Fig. 2.26, logrando así el objetivo, pues ninguna de ellas tendrá $|T(s)| \geq 1.43dB$.

Otra opción sería escribir los márgenes de estabilidad relativa en función del máximo valor de la función de sensibilidad, $|S(s)|_{max}$, esto sería mas útil dado que es un mejor indicativo de la robustez del sistema que $|T(s)|_{max}$. Sin embargo, la toolbox utilizada no deja implementar esta opción.

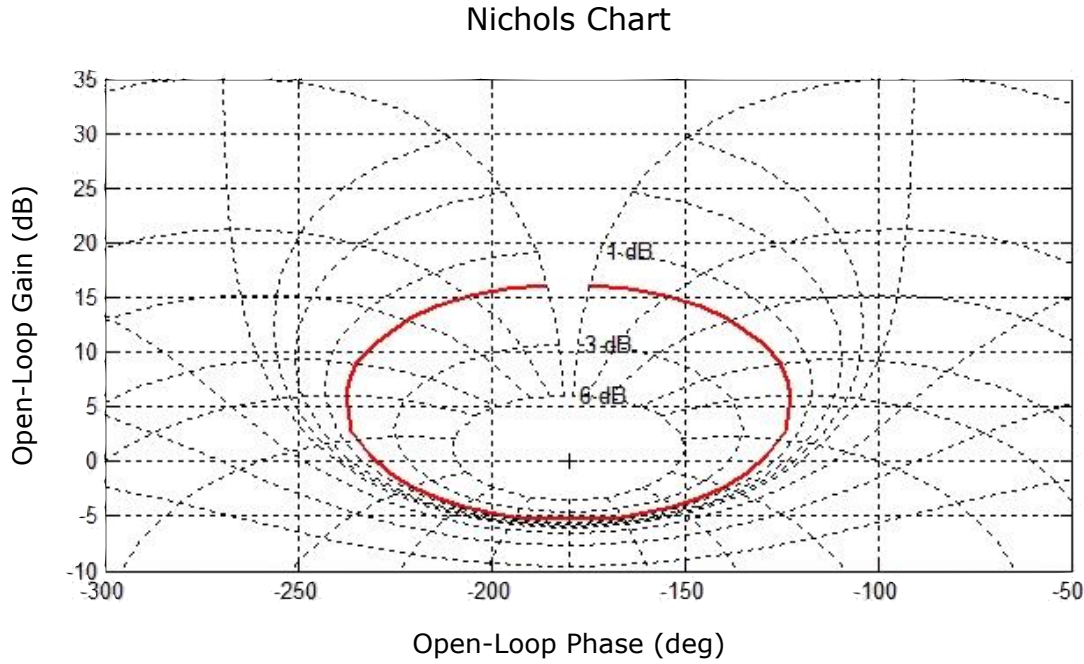


Figura 2.26: Estabilidad relativa trasladada a la carta de Nichols con plantilla sobre $|T(s)|$. Donde $|T(s)|_{max}$ no debe ser superior a 1.43dB.

Especificaciones de tracking

Para especificar el comportamiento ante un cambio de referencia de tipo escalón, DC, se realizan dos respuestas ficticias que representan los límites deseados de cualquier respuesta del sistema tal y como se puede ver en la Fig. 2.27.

Es decir, todas las plantas(controladas) debidas a la incertidumbre en los parámetros de la misma han de estar entre un límite superior y un límite inferior. Estos límites se modelan con dos funciones de transferencia, la superior, $T_{Ru}(s)$, sera más exigente que la inferior, $T_{Rl}(s)$. Por lo que se determina que:

$$T_{Rl}(s) \leq \left| F(s) \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} \right| \leq T_{Ru}(s)$$

Para conformar $T_{Ru}(s)$ se le suele dejar que la respuesta tenga un sobreimpulso, M_p , sobre una referencia del tipo escalón unitario, también se define el tiempo de establecimiento, t_{su} , ambos parámetros dependerán de la aplicación en cuestión. La primera aproximación es un sistema de segundo orden con polos complejos conjugados:

$$T_{Ru}(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}$$

$$t_{su} = \frac{4}{\xi w_n^2}; \quad \xi = f(M_p)$$

Con esta función de transferencia se cumple con las especificaciones de diseño, sin embargo es interesante que se abra a altas frecuencias para permitir más variabilidad en las diferentes plantas que se producen debido a la incertidumbre en sus parámetros, de hecho en la práctica sucede así. Por ello, se añade un cero por lo menos una década después de $\Re[-\xi w_n \pm w_n \sqrt{\xi^2 - 1}]$, quedando la siguiente expresión definitiva:

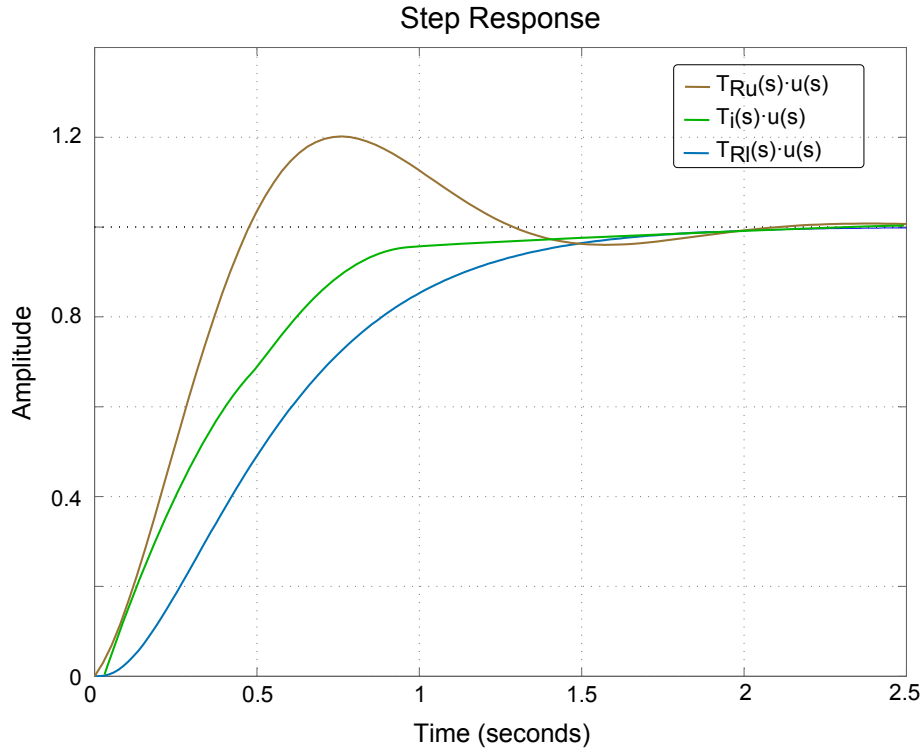


Figura 2.27: Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$, de un sistema imaginario, $T_i(s)$ que se encuentra entre dos respuestas ante la misma referencia que representan los límites deseados de la misma.

$$T_{Ru}(s) = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s + a)}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (2.30)$$

Para conformar $T_{Rl}(s)$ se suele hacer que la respuesta ante un escalón sea críticamente amortiguada o sobreamortiguada, también se define el tiempo de establecimiento (t_{sl}) que será algo menor, o el mismo, al establecido en $T_{Ru}(s)$. La primera aproximación es un sistema de segundo orden con dos polos iguales y reales:

$$T_{Rl}(s) = \frac{\sigma^2}{(s + \sigma)^2}$$

$$t_{sl} = \frac{4}{\sigma_D}; \quad \sigma > \sigma_D$$

Por la misma razón que la expuesta anteriormente se debe abrir la función de transferencia a altas frecuencias. Por lo que se añade un polo por lo menos una década después de $|\sigma|$, quedando la siguiente expresión definitiva:

$$T_{Rl}(s) = \frac{\sigma^2 \sigma_2}{(s + \sigma)^2 (s + \sigma_2)} \quad (2.31)$$

Se va a ilustrar esta especificación de tracking sobre un ejemplo. Se quiere modelar un control de tracking $T_R(s) = Y(s)/U(s)$ que cumpla con:

- $T_{Ru}(s)$: $M_p = 1,2, t_{su} = 2s$
- $T_{Rl}(s)$: $M_p = \text{sobreamortiguado}, t_{sl} = 2s$

Siguiendo las expresiones 2.35 y 2.31, se obtiene que:

$$T_{Ru}(s) = \frac{0,945s + 18,9}{s^2 + 4s + 18,9}$$

$$T_{Rl}(s) = \frac{428,8}{s^3 + 42s^2 + 257,3s + 428,8}$$

Los diagramas de Bode asociados a las anteriores funciones de transferencia son los que se muestran en la Fig. 2.28 y las respuestas ante un escalón unitario se muestran en la Fig. 2.29. Como vemos, se cumple con las especificaciones.

AQUI

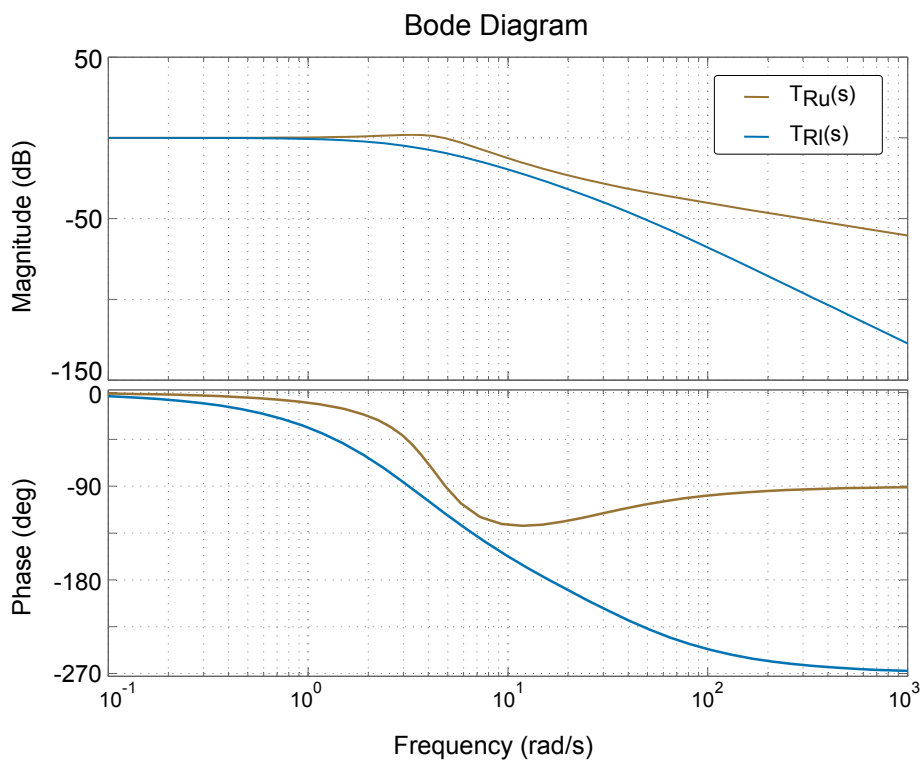


Figura 2.28: Diagramas de Bode, de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ donde a altas frecuencias se permite mayor variabilidad de la planta.

Hay veces que es necesario conformar un prefiltro, $F(s)$ para terminar de cumplir las especificaciones de tracking, es decir, para que todas las plantas debidas a la incertidumbre queden entre $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ definitivamente. El diseño suele ser sencillo, dado que esta especificación se cumple, esencialmente, al conformar el controlador $C(s)$.

Especificaciones ante perturbaciones

Es necesario especificar como va a responder el sistema ante una perturbación a la entrada de la planta tipo escalón, D , o ante una perturbación a la salida del sistema tipo escalón, D_1 . En el primer caso se debe de dar la especificación en forma de la función de sensibilidad de perturbación, $S_i(s)$ y en el segundo caso se debe dar la especificación en forma de la función de sensibilidad, $S(s)$.

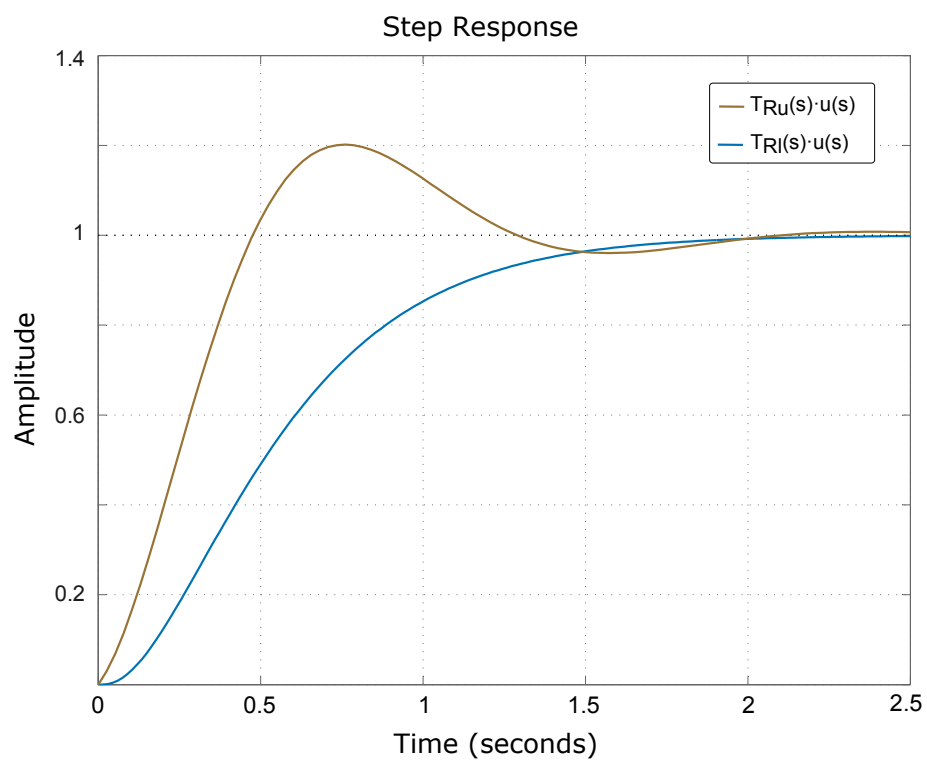


Figura 2.29: Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$, de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ con el mismo tiempo de establecimiento, $2s$, pero con un coeficiente de amortiguamiento diferente.

Para conformar ambas funciones se puede utilizar la siguiente expresión, aunque se expresara en forma en función de $S_i(s)$, por ejemplo, para que resulte el desarrollo más sencillo.

$$S_i(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{s(s+g)}{(s+g)^2 + h^2} \quad (2.32)$$

Para calcular g y h , valores de la expresión (2.32), se indica como ha de ser la respuesta ante dicha perturbación. De tal forma, que hay una parte exponencial que regula la caída y una parte sinusoidal que regula la resonancia de la caída. Suele interesar que la oscilación sea pequeña, h pequeña para que no suba el máximo valor de la sensibilidad $S(s)$.

$$y(t) = e^{(-gt)} \cos(ht) \quad (2.33)$$

Se suele especificar que el valor de la salida ante dicha perturbación menor o igual a un límite, α_p para un tiempo determinado, de tal forma:

$$|y(t)| \leq \alpha_p$$

Se va a ver el funcionamiento de esta especificación con un ejemplo. Se quiere que ante una perturbación de tipo escalón unitario la salida sea $|y(t)| \leq 0,01$ para $t \geq 60ms$. Haciendo uso de las expresiones 2.33 y 2.32 obtenemos la siguiente función de transferencia.

$$S_i(s) = \frac{s(s+70)}{(s+70)^2 + 18^2}$$

Es decir, g es igual a 70 y que h es igual a 18 rad/s. Podemos ver la respuesta en la Fig. 2.30, la oscilación es nula porque la frecuencia no llega a 3 Hz.

Además, existen múltiples funciones de transferencia que cumplen con las especificaciones, como por ejemplo:

$$S'_i(s) = \frac{s(s+58,4)}{(s+58,4)^2 + 4000^2}$$

Es decir, g es igual a 58.4 y que h es igual a 4000 rad/s. Se puede ver la respuesta en la Fig. 2.31, que la oscilación es muy grande porque la frecuencia es de 636 Hz. Esta respuesta es claramente peor a la anterior.

2.4.5. Especificaciones Moduladas AC

La referencia utilizada para pasar especificaciones de DC a AC es [Zmood, 2003], en el se explica exhaustivamente este tema, sobretodo en el capítulo 3 (*Single Phase Lineal Regulation*). Se puede concluir que solamente se debe realizar el siguiente cambio de variable para modular una función de transferencia a una frecuencia w .

$$H_{AC}(s) = H_{DC}\left(\frac{s^2 + w^2}{2s}\right) \quad (2.34)$$

Se realiza un ejemplo de modulación, donde se pasare una especificación de tracking para referencias DC a una especificación para una referencia sinusoidal de 10 Hz. Teniendo

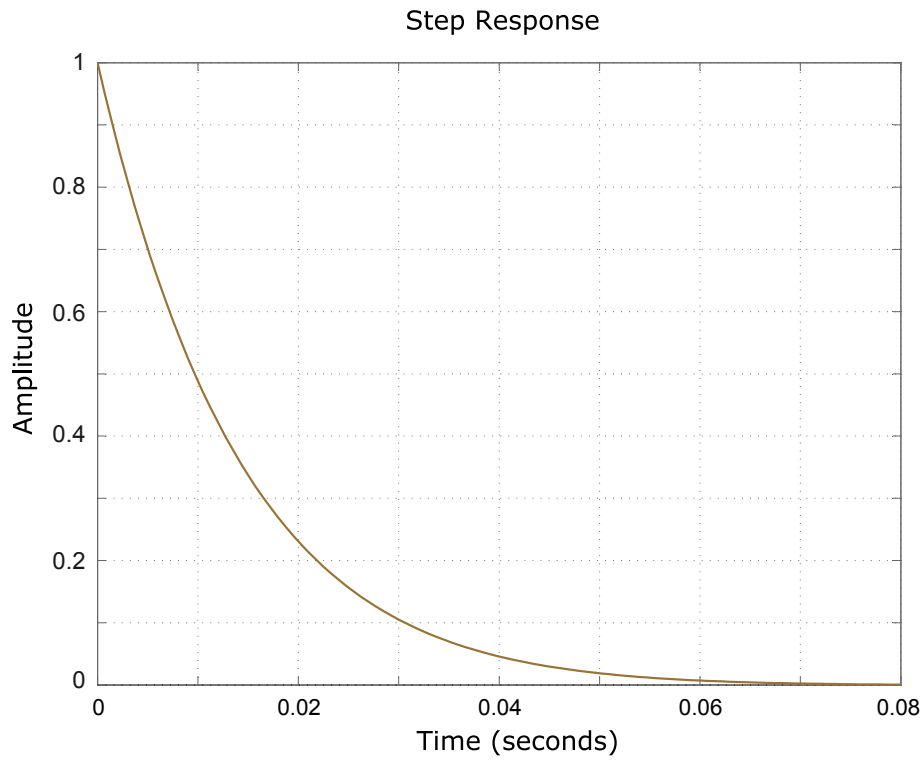


Figura 2.30: Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=18$ rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms, $S_i(s)$.

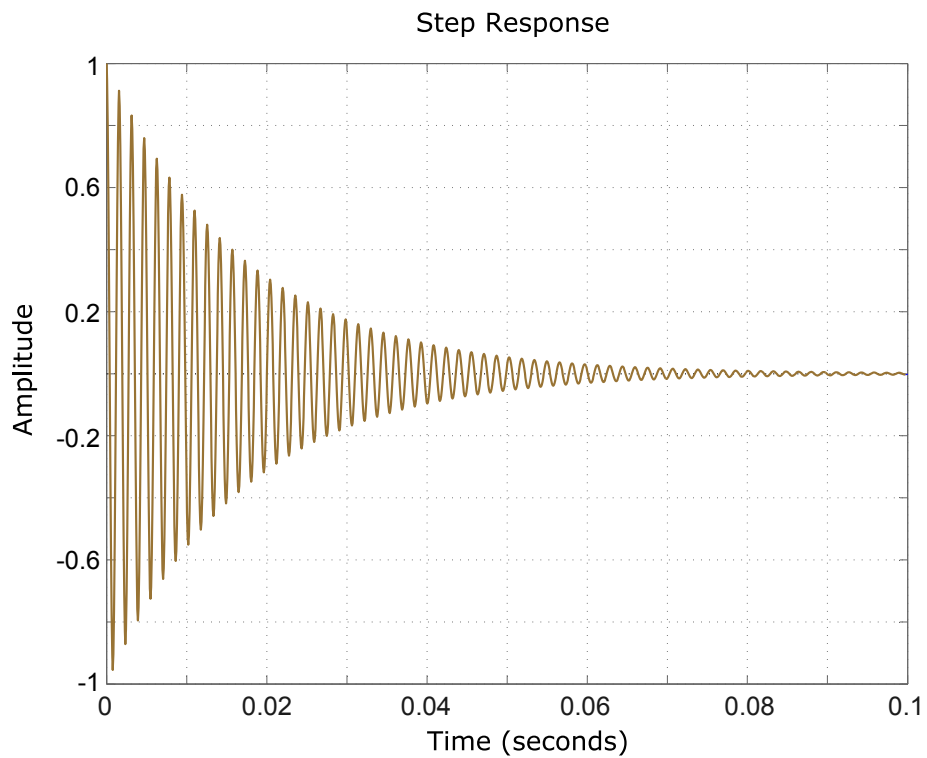


Figura 2.31: Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=4000$ rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms, $S'_i(s)$.

en cuenta que se quiere un M_p de 1.3, $\xi = 0,35$, sobre un escalón unitario y un tiempo de establecimiento de 2 s.

Teniendo en cuenta la expresión explicada anteriormente:

$$T_R(s) = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s+a)}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (2.35)$$

Se obtiene que:

$$T_R(s) = \frac{40s + 50}{5s^2 + 32s + 50}$$

Haciendo el cambio que se propone en la expresión 2.34 con $w = 20\pi \text{ rad/s}$ se obtiene lo siguiente:

$$T_{RAC}(s) = \frac{3,89 * 10^{26} s^3 + 9,67 * 10^{26} s^2 + 1,52 * 10^{30} s}{2,41 * 10^{25} s^4 + 3,09 * 10^{26} s^3 + 1,91 * 10^{30} s^2 + 1,22 * 10^{29} s + 3,76 * 10^{32}}$$

Aplicando un escalón unitario sobre $T_R(s)$ y una sinusoidal de amplitud uno con una frecuencia de 10 Hz sobre $T_{RAC}(s)$, se pueden ver los resultados en la Fig. 2.32 , también se puede ver el diagrama de Bode asociados a ambas funciones de transferencia en la Fig. 2.33.

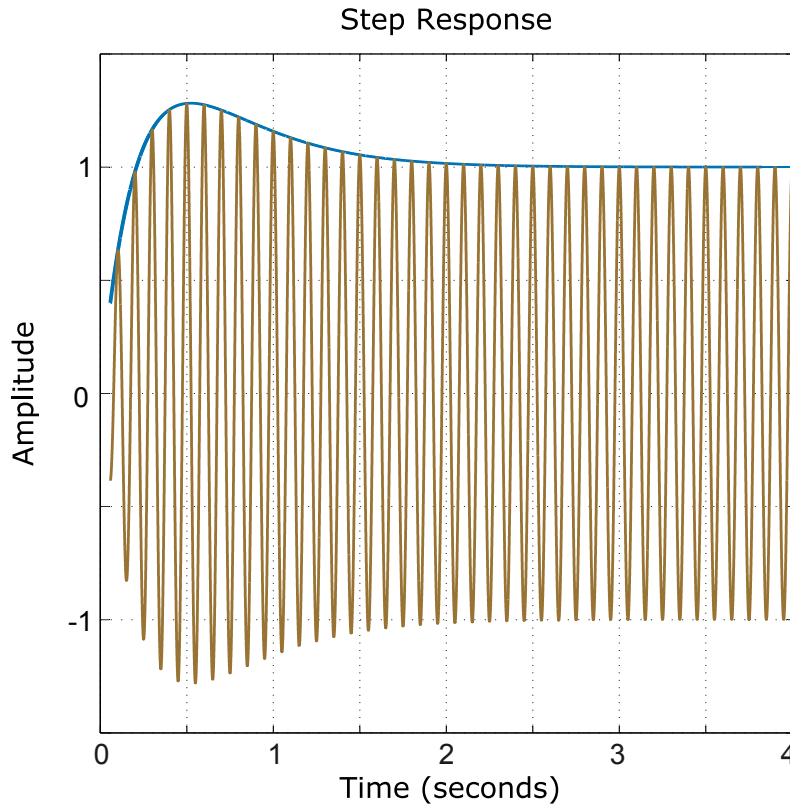


Figura 2.32: Respuesta ante un escalón unitario de $T_R(s)$ (azul) y de un escalón sinusoidal de 10Hz de $T_{RAC}(s)$ (marrón). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.

Los resultados son lógicos, por un lado la señal sinuoidal se establece en 2s siendo envuelta por la señal DC y por otro lado, se ve en el diagrama de Bode de $T_{RAC}(s)$ que solo seguiremos referencias de 10 Hz ($20\pi \text{ rad/s}$) con error nulo.

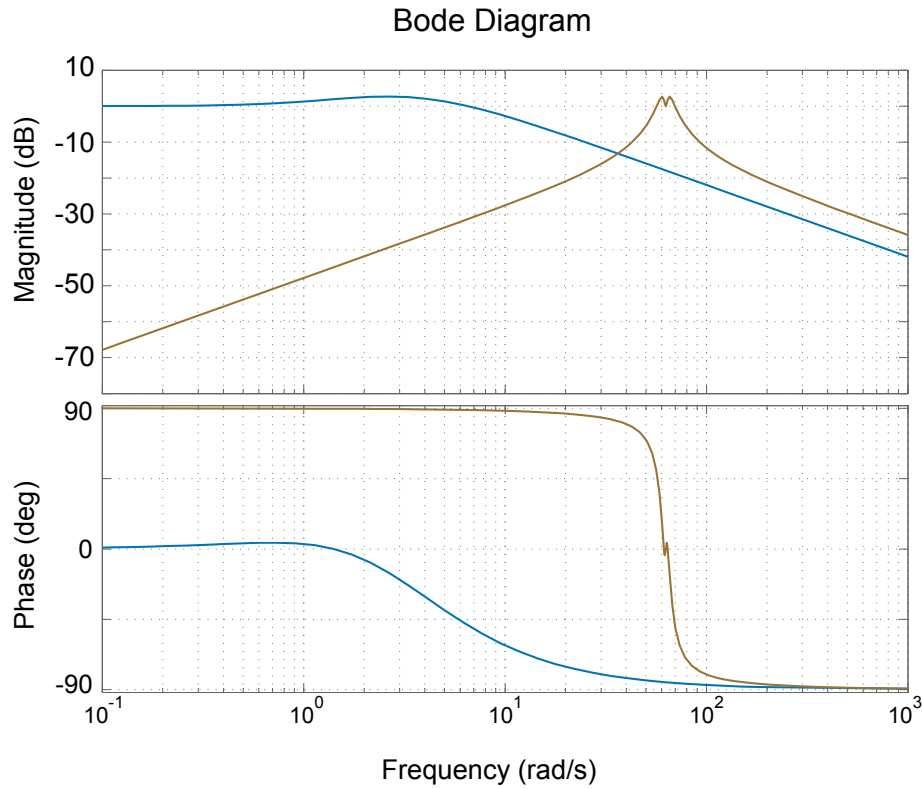


Figura 2.33: Diagrama de Bode de $T_R(s)$ (azul) y de $T_{RAC}(s)$ (marrón). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.

2.4.6. Composición de Bounds

Las especificaciones de tracking, $B_R(s)$, respuesta ante una perturbación, $B_D(s)$, y especificaciones de estabilidad relativa, $B_S(s)$, conforman diferentes Bounds, o contornos en la carta de Nichols. Por hacer más sencilla la explicación, se van a obviar los bounds de estabilidad, $B_S(s)$, además suelen ser los menos restrictivos en la mayoría de las aplicaciones.

Más específicamente, lo que importa es la intersección entre $B_D(s)$ y $B_R(s)$ puesto que así se obtienen los bounds más restrictivos, los más exteriores. Esta composición, $B_O(s)$, es la que se usa para diseñar el controlador. Se puede ver con dos ejemplos mostrados en la Fig. 2.34 y la Fig. 2.35 .

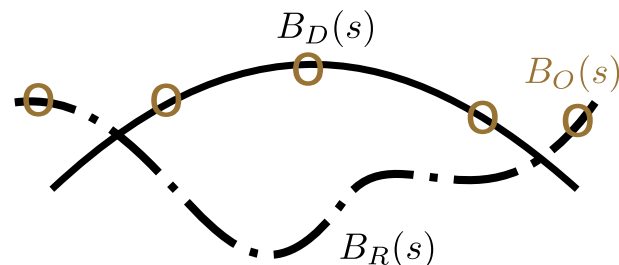


Figura 2.34: Composición de bounds abiertos. Dando como resultado $B_O(s)$.

La toolbox ya indica cual es el punto de restrictivo de cada template de la planta, para todas las frecuencias a estudio. **Estos puntos, unidos al $B_O(s)$ correspondiente para cada una de las frecuencias a estudio permiten conformar el controlador.**

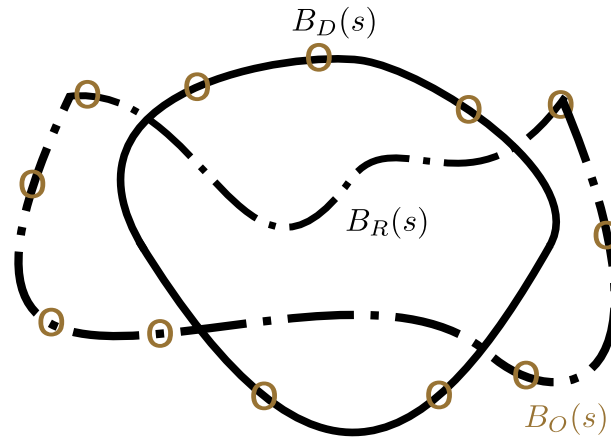


Figura 2.35: Composición de bounds cerrados. Dando como resultado $B_O(s)$.

2.4.7. Conformado del controlador $C(s)$

El diseño del controlador es muy visual, el punto más restrictivo para cada frecuencia a estudiar debe de quedar por encima de su bound correspondiente, si este es abierto $B_O(s)$ en la figura 2.34 o debe de quedar por fuera de su bound correspondiente si este es cerrado $B_O(s)$ en la figura 2.35.

Teniendo en cuenta lo anterior el diseño puede efectuarse siguiendo los procedimientos clásicos tales como añadir polos, ceros, ganancia... para lograr el objetivo en cada frecuencia. Se realiza un pequeño ejemplo, en la Fig. 2.36 donde se tratan dos frecuencias, 62 y 64 Hz de una planta determinada.

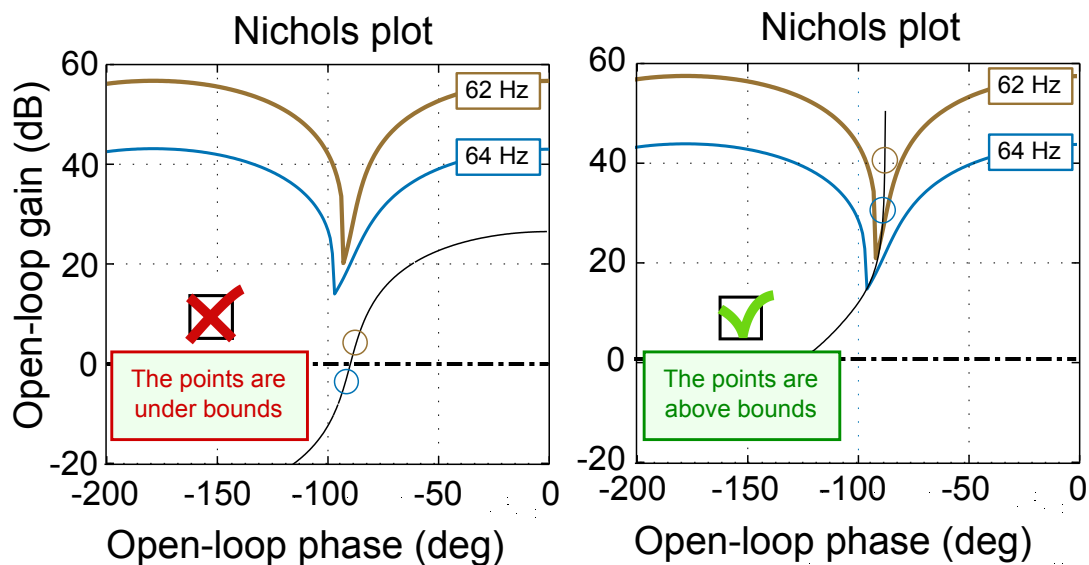


Figura 2.36: Idea intuitiva sobre el método de diseño visual que permite realizar la técnica QFT.

2.5. Técnica H_∞

2.5.1. Introducción

Todos los fundamentos teóricos explicados anteriormente hacen referencia a controladores clásicos, y la realidad es que hoy en día en la industria la gran mayoría de controladores que se utilizan son PID.

Las técnicas de control moderno tienen como objetivo cubrir una serie de necesidades que no cubren completamente las técnicas clásicas de control y que se pueden resumir de la siguiente manera:

- Garantizar que el sistema sea insensible a perturbaciones e incertidumbres de la planta.
- Diseñar para sistemas multivariables complejos.
- Diseñar para sistemas no lineales.

H_∞ es una técnica de control moderno robusta y óptima que goza de gran prestigio. El objetivo de esta técnica es obtener un controlador óptimo bajo una función de coste determinada, no tiene porque ser el mejor controlador en términos clásicos (tiempo de establecimiento, sobreimpulso etc). Este método de optimización fue introducida en la teoría de control a principios de los años 80 [Tannenbaum, 1980] y [Zames, 1981].

A su vez, existen bastantes publicaciones en las que se ha usado con éxito esta técnica el control de convertidores, principalmente en el control de corriente [Rahim and Kandlawala, 2004], [Liang et al., 2005], [Cobreces et al., 2010], [Gong et al., 2014] y control de admitancia [Pérez et al., 2017] aunque no se han encontrado referencias con respecto al control de tensión.

2.5.2. Control óptimo

Concepto

Se considera control óptimo si el objetivo es obtener un controlador para un sistema determinado que cumpla con cierto criterio de optimización. El elemento común de cualquier técnica de optimización es minimizar una función de coste que incluye tanto el controlador como la dinámica del sistema o planta y algunos modificadores de esta llamados pesados. El controlador óptimo es aquel que minimiza esta función de coste.

Desde el punto de vista del control clásico, el diseñador obtiene un controlador para una planta determinada siguiendo una serie de reglas basadas en el conocimiento y experiencia de este para lograr unos objetivos en la función de lazo cerrado del sistema como buen seguimiento de referencias, robustez etc. La labor de diseño se complica cuando el sistema es complejo (plantas con múltiples entradas y salidas, MIMO), o si se quieren conseguir diferentes objetivos.

El control óptimo da herramientas para poder resolver este tipo de problemas, pudiendo resolver los diferentes "trade-offs" de una manera mas cómoda. Un "trade-off" describe una situación en la cual se debe de perder cierta cualidad a cambio de otra, por ejemplo, para seguir referencias con error nulo a esa frecuencia tienes que forzar a que el controlador actúe.

La única desventaja que tienen las herramientas de control óptimo es que el orden del controlador es de mayor orden que el obtenido mediante técnicas clásicas. Hace décadas

este era un gran problema porque los computadores no eran muy rápidos, pero, hoy en día no es un gran problema en la mayoría de ocasiones.

Problema general de control

El proceso de síntesis de control óptimo normalmente depende de una formulación general del problema de control, o generalización de la planta $P(s)$ [Skogestad and Postlethwaite, 2007]. Esta planta virtual es un instrumento matemático que incorpora la función en lazo abierto de la planta a controlar así como otras funciones de transferencia de interés definidas por el diseñador cuyo objetivo es añadir restricciones u objetivos al control.

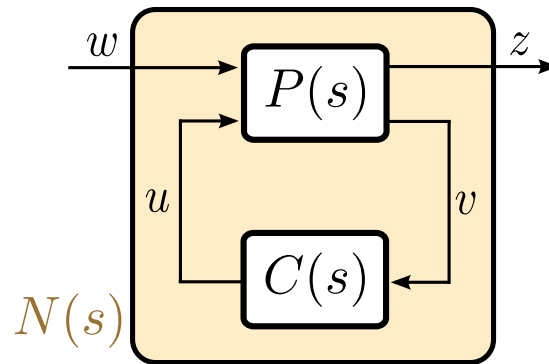


Figura 2.37: Generalización de la planta a controlar.

La planta generalizada, $P(s)$ se define como se puede ver en la figura 2.37 donde $C(s)$ es el controlador, w es el vector de entradas exógenas, u es el vector de salidas del controlador, v es el vector de entradas del controlador y z es el vector de errores a minimizar por el controlador. Matricialmente se puede describir el sistema como 2.39.

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}; z = N(s)w \quad (2.36)$$

La función de transferencia matricial $N(s)$ es la función en lazo cerrado resultado de realimentar el controlador $C(s)$ con la planta $N(s)$ y relaciona la entrada w del sistema con la salida z como se expresa en 2.37.

$$N(s) = P_{11}(s) + P_{12}(s)C(s)(I - P_{22}(s)C(s))^{-1}P_{21}(s) \quad (2.37)$$

El objetivo del proceso de síntesis del controlador es obtener el controlador $C(s)$ que minimice, en cierta medida, el efecto de w sobre z . Este hecho, para H_∞ , se puede formular como 2.38 donde γ es normalmente un valor sub-óptimo.

$$\min_C \|N(C)\|_\infty \leq \gamma \quad (2.38)$$

Es sencillo traspasar el esquema de control clásico realimentado al modelo generalizado de la planta tal y como se puede ver en la figura 2.38. En este problema de control, el objetivo es minimizar el error de tracking e , limitando la actuación o esfuerzo de control u para que el controlador no sature. Estas dos variables forman, por lo tanto el vector de salidas z puesto que son las variables a minimizar. Las entradas exógenas w son la referencia de salida, y^* , la perturbación a la salida d y el ruido de medida n . Finalmente, la entrada al controlador v es el error de tracking e y la salida es la actuación u .

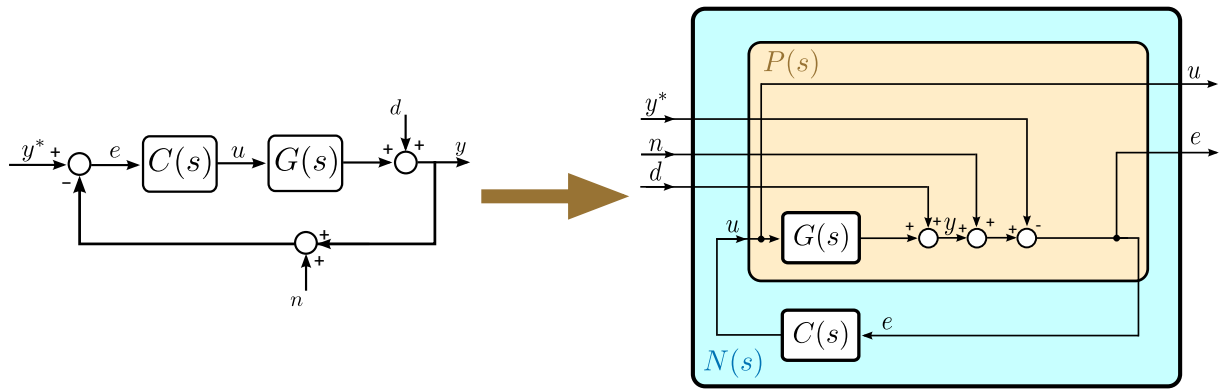


Figura 2.38: Traducción del problema clásico de control realimentado al modelo generalizado de la planta.

$$w = \begin{bmatrix} y^* \\ n \\ d \end{bmatrix} \quad u = u \quad v = e \quad z = \begin{bmatrix} u \\ e \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

El controlador óptimo sintetizado tratará de minimizar el efecto de las entradas exógenas (w) sobre el error de tracking (e) y la actuación (u) según la función de coste $\|N\|_\infty$. Minimizar el error de tracking al mismo tiempo que se minimiza la actuación es imposible, ya que un error nulo de tracking para una frecuencia determinada requiere mucha actuación en dicha frecuencia. A su vez, no todas las señales exógenas tienen la misma importancia, posiblemente sea mas importante minimizar el error de tracking con respecto a la referencia (y^*) que con respecto al ruido de medida (n). Para resolver este conflicto, el diseñar incluye unos pesos en la planta generalizada para normalizar las entradas exógenas, $W_w(s)$ y/o, más comúnmente se incluye un peso en las señales de error llamado $W_z(s)$ tal y como se puede ver en la figura 2.39.

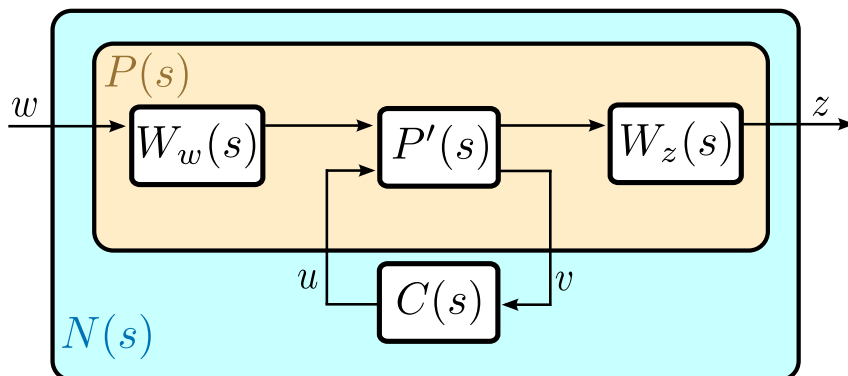


Figura 2.39: Generalización de la planta a controlar con pesos en el vector de entradas exógenas w y en el vector de las señales de error z .

El diseño de los pesos es la labor principal que tiene que hacer el diseñador y suelen ser dependientes de la frecuencia.

Orden del controlador sintetizado

Una de las principales desventajas del control óptimo es el elevado orden del controlador sintetizado. El orden del controlador $C(s)$ será igual a la suma del orden de la planta no modificada $P'(s)$ y de los pesados $W_w(s)$ y $W_z(s)$. Por lo tanto, en la práctica, el orden del controlador depende directamente de la complejidad del sistema y de los objetivos de control.

Este problema hoy en día no es grande por la alta velocidad de los procesadores digitales. Aunque, existen métodos para reducir el orden del controlador, en caso de haber problemas, en este trabajo no se hará uso de los mismos.

2.5.3. Propuesta de control H_∞ "Mixed-sensitivity"

Introducción al método de control

La propuesta de control H_∞ "Mixed-sensitivity" es una de las estructuras más sencillas tanto de comprender como de utilizar. Para ilustrarla se va a seguir el modelo de la figura 2.40. Las expresiones que rigen el sistema son 2.40.

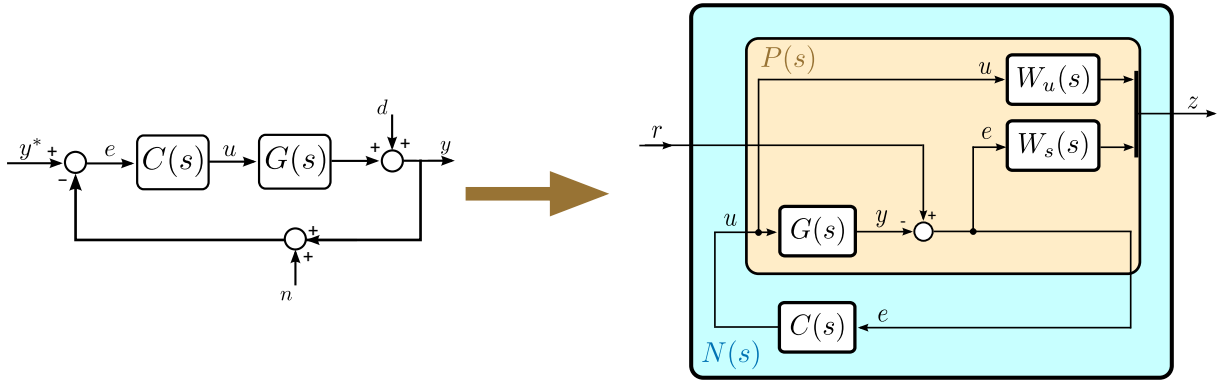


Figura 2.40: Traducción del problema clásico de control realimentado al modelo generalizado de la planta donde se tienen en cuenta, también, los pesados.

$$w = r \quad u = u \quad v = e \quad z = \begin{bmatrix} W_u u \\ W_s e \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

El principal objetivo de este sistema es que la salida (y) de la planta siga a su referencia (y^*), minimizando el error de tracking (e) aún existiendo perturbaciones n y d . El error está limitado por la actuación del controlador la cual tiene restricciones físicas. La salida del sistema (y), la actuación (u) y el error de tracking (e) presentan las siguientes dinámicas:

$$U(s) = F_u(s)(Y^*(s) - D(s) - N(s)) \quad (2.41)$$

$$Y(s) = T(s)Y^*(s) + S(s)D(s) - T(s)N(s) \quad (2.42)$$

$$E(s) = S(s)(Y^*(s) - D(s) - N(s)) \quad (2.43)$$

Siendo la función de sensibilidad (S), la función de tracking (T) y la función de esfuerzo de actuación (F_u):

$$S(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (2.44)$$

$$Y(s) = \frac{Y(s)}{Y(s)^*} = -\frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (2.45)$$

$$F_u(s) = \frac{U(s)}{R(s)} = \frac{C(s)}{1 + L(s)} \quad (2.46)$$

$$(2.47)$$

Por otro lado, r es cualquier señal de perturbación, en este caso:

$$r \equiv y^* \equiv -d \equiv -n \quad (2.48)$$

En este caso el objetivo es minimizar, en el dominio de la frecuencia, la ganancia de la función de sensibilidad ($|S(s)|$) y de la función de esfuerzo de actuación ($|F_u(s)|$). Las salidas a minimizar se pueden expresar de la siguiente manera:

$$z_1 = W_u u = W_u F_u r \quad (2.49)$$

$$z_2 = W_s e = W_s S r \quad (2.50)$$

Como se explico anteriormente, el objetivo del algoritmo de síntesis H_∞ obtiene el controlador $C(s)$ que minimiza $\|N(s)\|_\infty$, tal que así:

$$\min_C \|N\|_\infty \leq \gamma \quad (2.51)$$

$$\|N\|_\infty = \max_\omega \sigma(N) = \max_{w(t) \neq 0} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} = \left\| \begin{matrix} W_u F_u \\ W_s S \end{matrix} \right\|_\infty \quad (2.52)$$

La expresión 2.52 se puede expresar de la siguiente manera:

$$\sigma(N(jw)) = \sqrt{|W_u F_u|^2 + |W_s S|^2} < \gamma \quad (2.53)$$

Puesto que la condición es conocida, la expresión 2.53 se puede dividir en dos especificaciones de control.

$$|S(jw)| < \frac{\gamma}{|W_s(jw)|} \rightarrow |W_s S| < \gamma \rightarrow \|W_s S\| < \gamma \quad (2.54)$$

$$|F_u(jw)| < \frac{\gamma}{|W_u(jw)|} \rightarrow |W_u F_u| < \gamma \rightarrow \|W_u F_u\| < \gamma \quad (2.55)$$

De este modo, los pesados a diseñar se pueden considerar como los limites superiores de la inversa de las ganancias de las funciones de transferencia a minimizar F_u y S_s . Es decir, valores altos de los pesados ($|W_u|$ o $|W_s|$) para una frecuencia determinada dan como resultado una alta minimización de su respectiva función de transferencia ($|F_u|$ o $|S_s|$).

Sin embargo, estos objetivos no se pueden lograr al mismo tiempo, en la misma frecuencia, por las limitaciones físicas que esto conlleva. No se puede lograr un error nulo a una frecuencia determinada con poca actuación en dicha frecuencia. Esto se puede expresar

técnicamente de la siguiente forma, la minimización ideal de la función de sensibilidad ($|S(s)| \rightarrow 0$ por lo que $|L(s)| \rightarrow \infty$) solo es posible si su pesado tiende a infinito ($|W_s(jw)| \rightarrow \infty$), pero esto no es posible si el esfuerzo de control esta limitado ($|F_u(s)| \rightarrow 0$ por lo que $|L(s)| \rightarrow 0$).

Este trade-off es fácilmente superable si se definen correctamente los pesos en el dominio de la frecuencia.

Aplicación al control de tensión de un inversor

En principal objetivo del control de tensión para un VSC con filtro LC es que la tensión de salida de los condensadores (v_c) sea igual a la tensión de referencia (v_c^*) atenuando la perturbación que provoca la corriente de la carga (i_d).

La expresión de v_c en función de ambas entradas, v_c^* e i_d sigue la expresión 2.56. Donde $G(s)$ y $G_d(s)$ se exponen en el capítulo 3.

$$v_c(s) = G_d(s)i_d(s) + G(s)v_c^*(s) \quad (2.56)$$

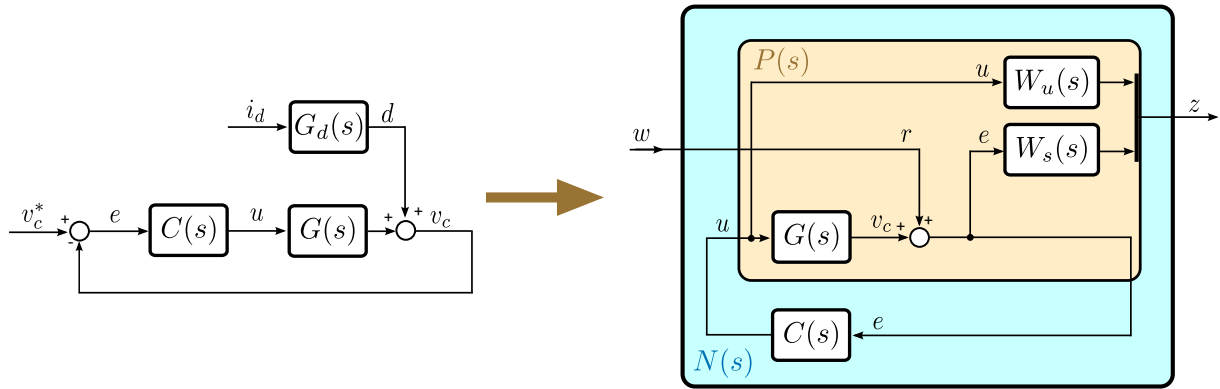


Figura 2.41: Diagrama de control usa por la técnica mixed-sensitivity H_∞ en el control de tensión.

Para traducir el problema clásico de control a la propuesta de control H_∞ "Mixed-Sensitivity" se parte de las siguientes función de transferencia en lazo cerrado:

$$E(s) = S(s)(V_c(s)^* - D(s)) \quad (2.57)$$

$$U(s) = F_u(s)(V_c(s)^* - D(s)) \quad (2.58)$$

La figura 2.41 muestra la generalización de la planta teniendo en cuenta los dos pesos a la salida, todas las variables que intervienen se indican en 2.59. Sin duda alguna, el diseño de estos es la parte fundamental de este método de diseño.

$$w = r \equiv v_c^* \equiv d \quad u = u \quad v = e \quad z = \begin{bmatrix} W_u u \\ W_s e \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Diseño de pesos

Existen muchos métodos para diseñar pesos, aquí se va a exponer uno para ilustrar toda la explicación teórica anterior. Se supone que se quieren seguir referencias sinusoi-

dales a f_1 Hz y atenuar perturbaciones a $5f_1$ Hz (quinto armónico) y se quiere limitar la actuación del controlador con el ancho de banda del mismo.

Para lograr estos objetivos, la función de sensibilidad a f_1 Hz debe de tender a cero y se debe de dejar actuar al resonar a dicha frecuencia, pero no a frecuencias mas elevadas para relajar la actuación.

Por esta razón se define el pesado $W_s(s)$ como se indica en las expresiones 2.60 y 2.61, donde K_s es la ganancia a bajas frecuencias $R_{w1}(s)$ es el resonador a la frecuencia fundamental, $R_{w5}(s)$ es el resonador a cinco veces la frecuencia fundamental y w_s es un polo que se añade a altas frecuencias para relajar la función de sensibilidad.

$$W_s(s) = K_s \prod_{i=1}^n R_{wi}(s) \frac{1}{(1/w_s)s + 1} \quad (2.60)$$

$$W_s(s) = K_s R_{w1}(s) R_{w5}(s) \frac{1}{(1/w_s)s + 1} \quad (2.61)$$

La expresión que siguen los resonadores $R_{wi}(s)$ es 2.62. Donde w_i es la frecuencia del resonador en rad/s, ζ_{ni} hace referencia al ancho de banda del resonador y ζ_{ni}/ζ_{di} hace referencia a la ganancia del resonador. Cabe resaltar que, habitualmente, tanto el ancho de banda como la ganancia del resonador va decreciendo según aumenta w_i ya que el valor de las perturbaciones va decreciendo con la frecuencia.

$$R_{wi}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{ni}w_i s + w_i^2}{s^2 + 2\zeta_{di}w_i s + w_i^2} \quad (2.62)$$

La definición del pesado $W_u(s)$ es más sencilla que la anterior y sigue la dinamica 2.63. Donde K_u es la ganancia a bajas frecuencias y es menor a K_s para no intervenir en la minimización del $S(s)$. La ganancia de $W_u(s)$ se incrementa a altas frecuencias con el cero en w_u para controlar la actuación y por lo tanto el ancho de banda. Por último, es necesario añadir un polo a altas frecuencias w_{up} para hacer, por lo menos, el pesado estrictamente causal (mismo número de polos que de ceros).

$$W_u(s) = K_u \frac{(1/w_u)s + 1}{(1/w_{up})s + 1} \quad (2.63)$$

Se puede ver un ejemplo de diseño de ambos pesados en la figura 2.42.

La única limitación que tienen los pesados es que tienen que ser causales o estrictamente causales.

2.6. Aspectos Relacionados con el Diseño del controlador en tiempo discreto

2.6.1. Introducción

Sin duda alguna, disponer un controlador discreto es muy importante puesto que permite implementarlo sobre una plataforma real de experimentación. El esquema de control es el de la Fig. 2.43.

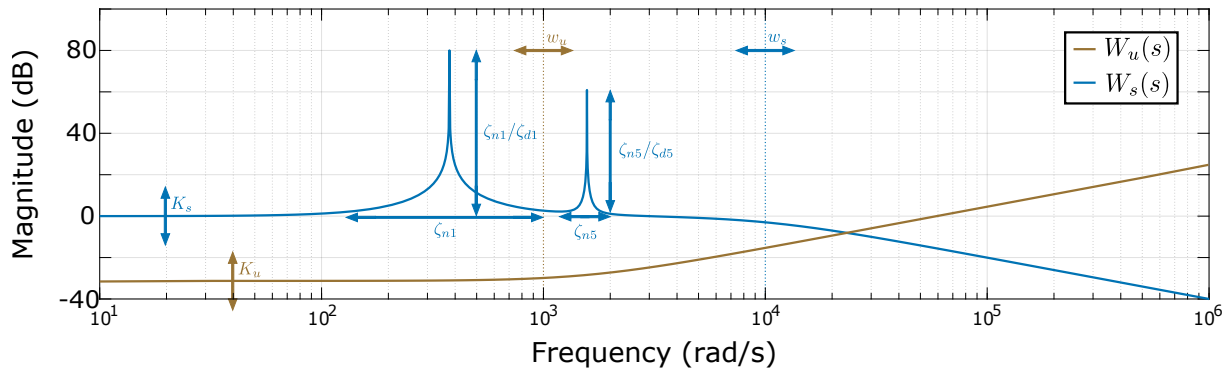


Figura 2.42: Pesados obtenidos para el ejemplo de aplicación.

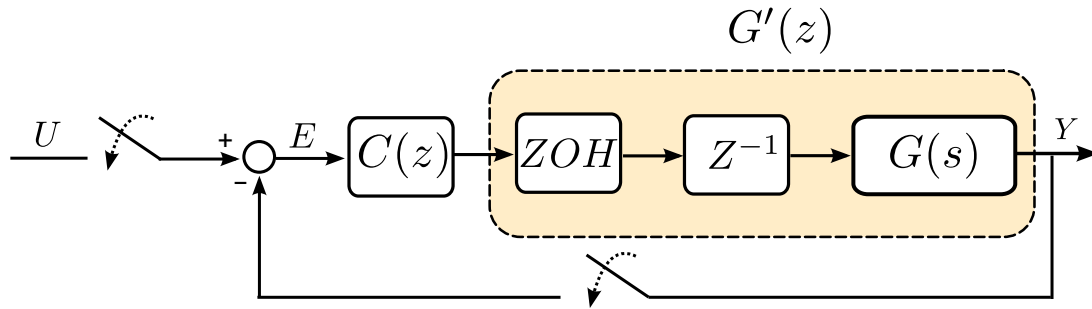


Figura 2.43: Esquema de control discreto considerado.

En rigor, no se realiza un mantenedor de orden cero, ZOH, si no que se realiza un modulador PWM. Pero que en la práctica, esta aceptada la aproximación porque si no el modelo resultante es demasiado complejo.

Los pasos que se siguen para conformar el controlador, $C(z)$, en tiempo discreto se pueden ver en la Fig. 2.44, todos estos pasos se desglosan a continuación.

Lógicamente, estos pasos dependen de si la técnica a utilizar es una técnica en tiempo discreto o continuo. En este caso, se va a utilizar la técnica de diseño *AFC* en tiempo discreto, mientras que la técnica *QFT* y H_{inf} se van a utilizar en tiempo continuo. En rigor, la técnica *QFT* es una técnica de diseño en tiempo continuo mientras que H_{inf} es una técnica en tiempo continuo y discreto, pero diseñar directamente en tiempo discreto tiene unos problemas asociados. **Se trabajará con la planta $G'(z)$ con la técnica *AFC* y con la planta $G'(w)$ con la técnicas *QFT* y H_{inf} .**

Trabajar en el dominio w unas claras **ventajas**: se pueden utilizar técnicas de diseño en tiempo continuo, dado que las técnicas de diseño en tiempo discreto no están tan desarrolladas. Pero se tiene que tener en cuenta que ahora la planta tiene, además, la dinámica de un retardo y la dinámica del ZOH. La única diferente existentes entre las especificaciones en el dominio s y en el dominio w , es una limitación que aparece en el ancho de banda.

2.6.2. Preparación de la planta $G'(z)$ y $G'(w)$

Como se ha comentado antes, se tiene que trabajar la planta, $G(s)$, para poder realizar el controlador discreto. Para añadirle la dinámica del mantenedor de orden cero, simplemente se debe de pasar $G(s)$ a discreto utilizando dicho método obteniendo $G(z)$.

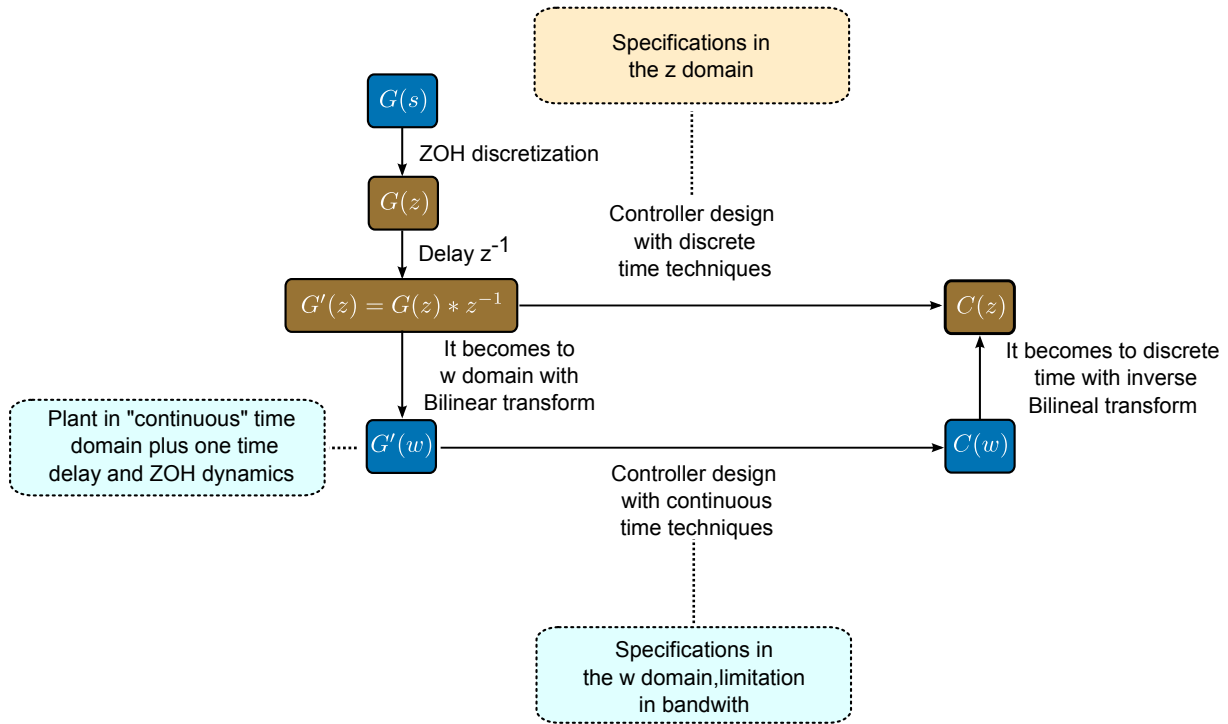


Figura 2.44: Esquema de diseño de un controlador discreto

Para añadir la dinámica de un retraso en el periodo de muestreo, simplemente se debe multiplicar $G(z) * z^{-1}$, obteniendo así $G'(z)$. Solamente se añade un retardo porque se trabaja a nivel hardware, si no, habría que añadir mas retardos.

Por último, se transforma del dominio z al dominio w con la transformación bilineal o aproximación de Tustin (expresión 2.64), obteniendo así $G'(w)$. Se debe de tener una precaución a la hora de hacer esta transformada y es hacer un prewarping en la frecuencia de resonancia de $G(s)$ si esta la tuviera.

$$z = \frac{2 + T_s w}{2 - T_s w}; \text{ siendo } T_s \text{ el periodo de muestreo} \quad (2.64)$$

Con la planta preparada ya se puede trabajar cómodamente en tiempo continuo. Esta **hibridación** es realmente interesante puesto que permite trabajar con funciones de transferencias con dinámicas propias del tiempo de discreto y con funciones de transferencia puramente continuas.

2.6.3. Limitaciones en el dominio w y z

Limitación en el dominio w

Las especificaciones en el dominio s son las mismas que se tienen en el dominio w , pero existe una clara limitación en el ancho de banda w_{max} . Por un lado se tiene un retardo, y por el otro el ZOH añade un cero de fase no mínima, w_{NMF} , siendo esto último lo más restrictivo. Por lo tanto el máximo ancho de banda que posible es:

$$w_{max} = \frac{w_{NMF}}{2} \text{ rad/s} \quad (2.65)$$

Limitación en el dominio z

Por otro lado, existe otra limitación en el ancho de banda en el dominio discreto z que se debe a la frecuencia de muestreo, w_s y se define como:

$$w_{max} = w_s \text{ rad/s} \quad (2.66)$$

2.6.4. Transformación del controlador $C(z)$ a $C(w)$

Una vez realizado el controlador en el dominio w , $C(w)$, es muy sencillo pasarlo a tiempo discreto, $C(z)$, se debe de usar la transformación bilineal inversa, expresión 2.67.

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}; \text{ siendo } T_s \text{ el periodo de muestreo} \quad (2.67)$$

Se utiliza el método de Tustin puesto que mantiene la ganancia y fase original de $C(w)$ aunque hay que tener en cuenta una serie de consideraciones. Puesto que esta transformación modifica situación, frecuencia, en la que están colocados los resonadores tal y como se puede ver en la expresión 2.68, siendo w_b la frecuencia equivalente en el dominio continuo y w_a la frecuencia equivalente en el dominio discreto. Este fenómeno se acentúa a altas frecuencias.

$$w_b = \frac{2}{T_s} \tan\left(\frac{2w_a}{T_s}\right) \quad (2.68)$$

Por esta razón se realiza un prewarping en la frecuencia fundamental w_1 , pero si hay más resonadores hay que definirlos en el dominio continuo teniendo en cuenta este desplazamiento. Por ejemplo, si se quiere tener un resonador discreto a una frecuencia de 550 Hz, $w_a = 550 \text{ Hz}$ se debe de definir el resonador continuo a una frecuencia de 555.5 Hz, $w_b = 555.5 \text{ Hz}$, para un periodo de muestreo de $100 \mu s$, $T_s = 100 \mu s$

2.7. Aspectos relacionados con la implementación del controlador discreto

2.7.1. Introducción

Para poder probar los diferentes controladores discretos es necesario programarlos en un procesadores digital de señales (DSP) que tiene precisión simple y no doble como tienen los softwares tipo Matlab. Por esta razón, es necesario minimizar en la medida de lo posible los errores numéricos.

Para realizar esta implementación se van a utilizar dos métodos. El primero de ellos consiste en pasar el controlador discreto en el dominio z al dominio del tiempo kT_s , aunque en este trabajo se llamará hT_s para no confundir nomenclaturas. El segundo de ellos consiste en transformar el controlador discreto en funciones de transferencia (FT) a variables de estado (VVEE).

2.7.2. Transformación del controlador en el dominio z al dominio del tiempo hT_s

Esta transformación es muy útil y rápida cuando el controlador es sencillo, tiene un orden bajo. Se utilizara esta transformación para los controladores generados con las técnicas *AFC* y *QFT*.

Se parte del controlador en el dominio z y se aplica la definición de tal forma que un controlador genérico 2.69 se transforma en 2.70 multiplicando y dividiendo por z^n de mayor orden, y pudiendo expresar la salida del mismo tal que 2.71. Siendo h la muestra actual, $h - 1$ la muestra en el instante anterior, $h - 2$ la muestra dos instantes anteriores y así sucesivamente hasta orden n .

$$C(z) = \frac{Y}{U} = \frac{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} \dots + a_1 z + a_0}{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} \dots + b_1 z + b_0} \quad (2.69)$$

$$C(z) = \frac{Y}{U} = \frac{a_n + a_{n-1} z^{-1} \dots + a_1 z^{-n+1} + a_0 z^{-n}}{b_n + b_{n-1} z^{-1} \dots + b_1 z^{-n+1} + b_0 z^{-n}} \quad (2.70)$$

$$Y_h = a_n U_h + a_{n-1} U_{h-1} \dots + a_1 U_{h-n+1} + a_0 U_{h-n} - b_n Y_h - b_{n-1} Y_{h-1} \dots - b_1 Y_{h-n+1} - b_0 Y_{h-n} \quad (2.71)$$

Con respecto al controlador resonador la técnica *AFC*, $C_{AFC}(z)$, la transformación se realiza de la siguiente manera ya que un pequeño error numérico puede desplazar la frecuencia de resonancia deseada y por lo tanto no atenuar la perturbación correspondiente.

No se puede obtener de una sola vez la salida del controlador exterior, Y_{RES} ya que se cometería un error demasiado elevado. Por ello, se debe de obtener la salida de cada resonador por separado y luego sumarlas para determinar la salida total ($Y_{RES} = \sum_{k=0}^i Y_{RESk}$).

Para calcular la salida de cada resonador se utiliza la definición de una función de transferencia en el dominio z . De tal forma que la expresión 2.22 multiplicada y dividida por la z de mayor orden queda como 4.7. Teniendo esta expresión es fácil obtener la salida en función de la entrada, expresión 2.73.

$$R_k(z) = \frac{Y_{RESk}}{U_{RESk}} = g_k \frac{\cos(\phi_k) - \cos(\omega_k T_s + \phi_k) z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_k T_s) z^{-1} + z^{-2}} \quad (2.72)$$

$$Y_{RESk_h} = g_k \cos(\phi_k) U_{RESk_h} - g_k \cos(\omega_k T_s + \phi_k) U_{RESk_{h-1}} + 2\cos(\omega_k T_s) Y_{RESk_{h-1}} - Y_{RESk_{h-2}} \quad (2.73)$$

Por otro lado, la implementación del controlador $C(z)$ se realiza de la misma manera. En este caso no hay error numérico, independientemente del orden, ya que es un controlador sencillo sin resonadores. Cabe resaltar que el controlador resonador es la misma tanto para la técnica *AFC* como *QFT*, la diferencia es precisamente el controlador de estabilización tal y como se expone a continuación.

2.7.3. Transformación del controlador en el dominio z en FT a VVEE

Esta transformación se realiza cuando el controlador es de elevado orden, y es utilizada para el controlador generado con la técnica H_∞ . El esquema de control que se sigue es el que se muestra en la Fig. 2.45.

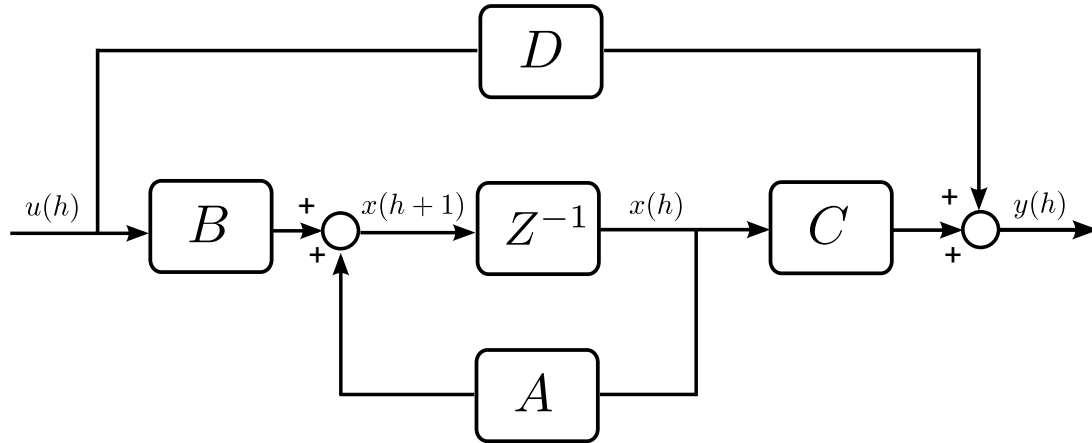


Figura 2.45: Esquema de control discreto en VVEE considerado.

La Fig. 2.45 representa la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} x(h+1) &= Ax(h) + Bu(h) \\ y(h) &= Cx(h) + Du(h) \end{aligned}$$

Se transforma el controlador en funciones de transferencia a variables de estado utilizando Matlab indicando que escoja el mínimo número de estados, puesto que hay infinitas soluciones. De este proceso se obtienen las matrices A,B,C y D las cuales se usan más adelante.

Sin embargo, estas matrices representan un sistema SISO, por ejemplo para el canal α , tal como lo muestra la Fig.2.46.

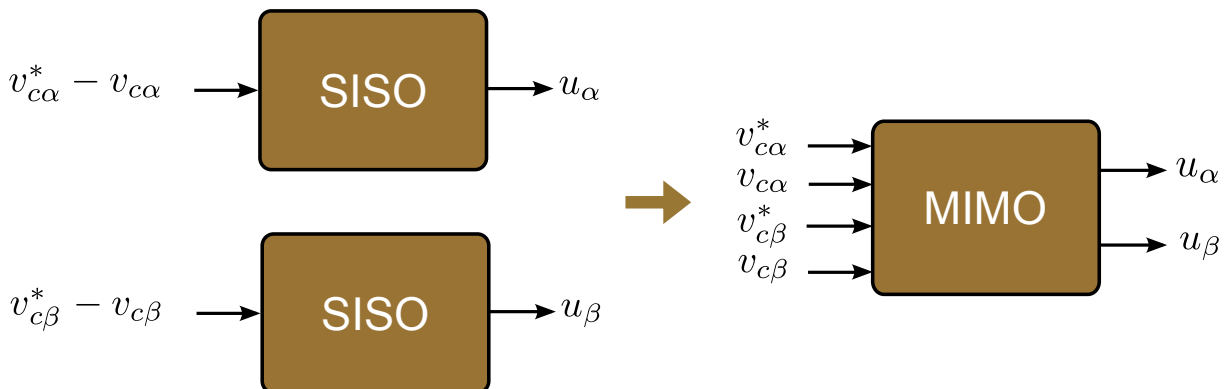


Figura 2.46: Diferente entre el sistema SISO y MIMO considerados.

Con el fin de lograr una expresión más compacta y poder programar de manera más cómoda el controlador se transforman estas matrices para tener un sistema MIMO como

el que se muestra en la Fig. 2.46, con cuatro entradas y dos salidas tal que:

$$x(h+1) = \begin{bmatrix} x_{1\alpha}(h+1) \\ x_{2\alpha}(h+1) \\ \vdots \\ x_{n-1\alpha}(h+1) \\ x_{n\alpha}(h+1) \\ x_{1\beta}(h+1) \\ x_{2\beta}(h+1) \\ \vdots \\ x_{n-1\beta}(h+1) \\ x_{n\beta}(h+1) \end{bmatrix} \quad x(h) = \begin{bmatrix} x_{1\alpha}(h) \\ x_{2\alpha}(h) \\ \vdots \\ x_{n-1\alpha}(h) \\ x_{n\alpha}(h) \\ x_{1\beta}(h) \\ x_{2\beta}(h) \\ \vdots \\ x_{n-1\beta}(h) \\ x_{n\beta}(h) \end{bmatrix} \quad u(h) = \begin{bmatrix} v_{c\alpha}^*(h) \\ v_{c\alpha}(h) \\ v_{c\beta}^*(h) \\ v_{c\beta}(h) \end{bmatrix} \quad y(h) = \begin{bmatrix} u_{\alpha}(h) \\ u_{\beta}(h) \end{bmatrix}$$

Teniendo en cuenta que la entrada del sistema SISO por canal era la diferencia de corrientes ($v_c^* - v_c$) y que las salidas del sistema MIMO son las mismas, es fácil deducir las matrices "totales y compactas" (A_T , B_T , C_T y D_T) del sistema MIMO.

$$A_T = \underbrace{\begin{bmatrix} A' & 0 \\ 0 & A' \end{bmatrix}}_{2n \times 2n} \quad B_T = \underbrace{\begin{bmatrix} B' & 0 \\ 0 & B' \end{bmatrix}}_{2n \times 4} \quad C_T = \underbrace{\begin{bmatrix} C' & 0 \\ 0 & C' \end{bmatrix}}_{2 \times 2n} \quad D_T = \underbrace{\begin{bmatrix} D' & 0 \\ 0 & D' \end{bmatrix}}_{2 \times 4}$$

Cabe resaltar que los ceros que aparecen en las matrices anteriores son ceros matriciales de la dimensión que corresponda, a su vez, el resto de elementos son los siguientes:

$$A' = \underbrace{[A]}_{n \times n} \quad B' = \underbrace{[B \quad -B]}_{n \times 2} \quad C' = \underbrace{[C]}_{1 \times n} \quad D' = \underbrace{[D \quad -D]}_{1 \times 2}$$

2.8. Conclusiones

Todos los conceptos expuestos anteriormente son, en esencia, los que se usan en el desarrollo de este proyecto. Como se puede apreciar las tres técnicas de diseño tienen sus peculiaridades y son realmente interesantes para esta aplicación, por lo que resultará un estudio comparativo apreciable.

Capítulo 3

Plataforma Experimental: Montaje y Análisis

3.1. Introducción

La importancia de poder realizar experimentos de los controladores realizados sobre una plataforma experimental es clara ya que las simulaciones que se pueden realizar son mucho más robustas porque no tienen en cuenta una serie de problemas prácticos que pueden ocurrir. Algunos de estos problemas son, los errores numéricos derivados de la implementación del controlador, mal modelado de la planta etc.

La plataforma experimental se encuentra en el laboratorio del grupo de investigación GEISER, ver figura 3.1, y esta compuesta por los siguientes elementos: un convertidor tipo VSC con filtro LC de 17.5 KVA, una fuente de tensión DC, una plataforma controladora compuesta por un DSP TM320C671x-0 y una FPGA Spartan XC35S00E, una serie de cargas lineales y no lineales y un osciloscopio Yokogawa DL 750 para tomar las medidas oportunas.

3.2. Montaje y Maniobra de Arranque

3.2.1. Montaje

El esquema eléctrico del inversor VSC se muestra en la figura 3.2 donde los parámetros más importantes como la resistencia de damping (R_{DC}) de la red, el condensador del DC-Bus (C_{DC}), la potencia aparente nominal del inversor (S), las variables del filtro LC (RLC), periodo de muestreo (T_s) y de conmutación de los IGBT's (T_{sw}) se muestran en la tabla 3.1.

3.2.2. Maniobra de Arranque

Para que el convertidor funcione correctamente se plantea la maniobra de arranque que se puede ver en la figura 3.3, donde, existen contactores básicos (CDC, CP, CC), temporizados (KT) y también se utilizan señales digitales (J41, J43, J44) para comandar la maniobra a través de software.

La maniobra de arranque se puede resumir en los siguientes pasos:

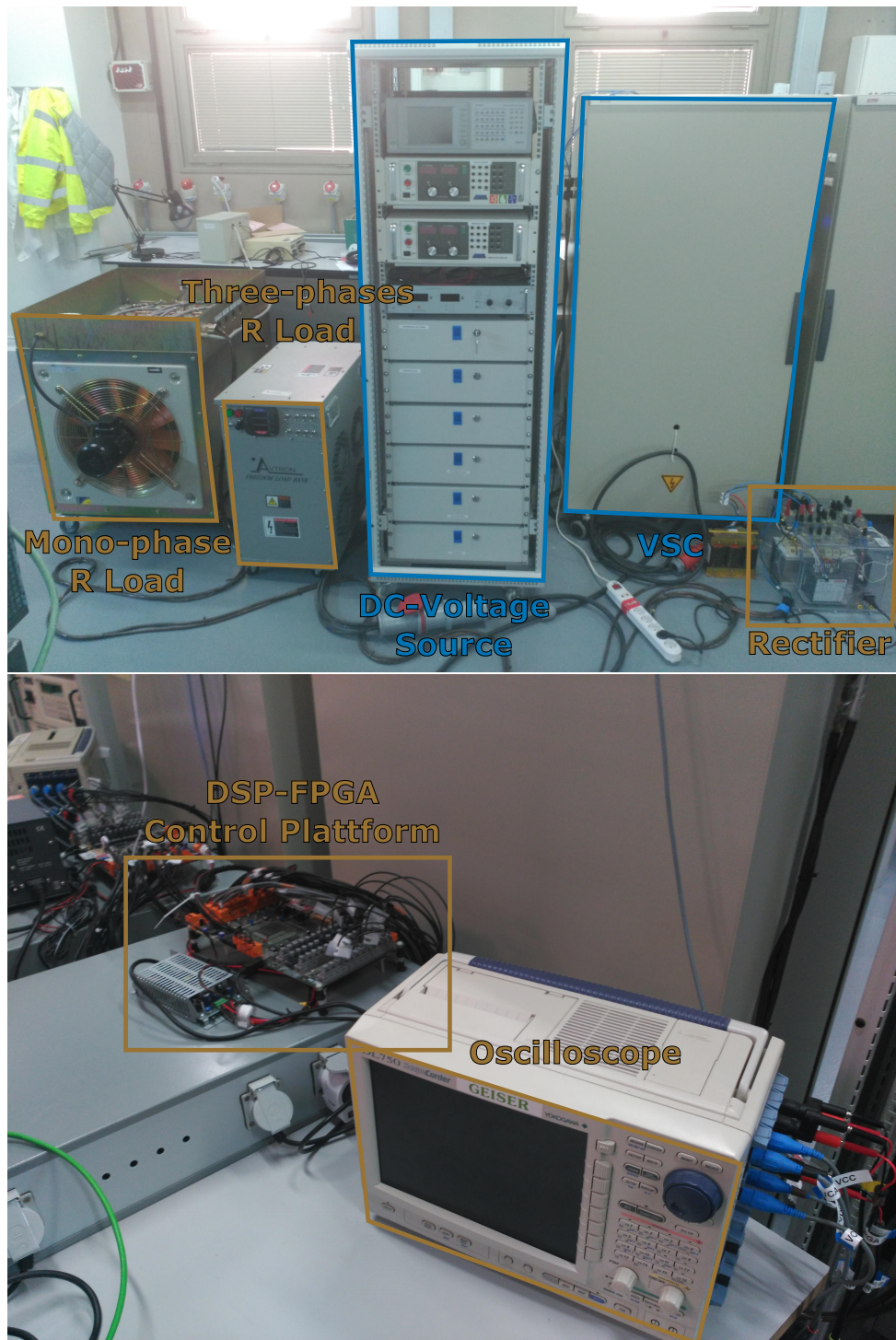


Figura 3.1: *Plataforma experimental formada por un convertidor VSC con filtro LC, una plataforma de control, un osciloscopio una carga trifásica resistiva pura y un rectificador en puente de tiristores conectado a una carga resistiva monofásica .*

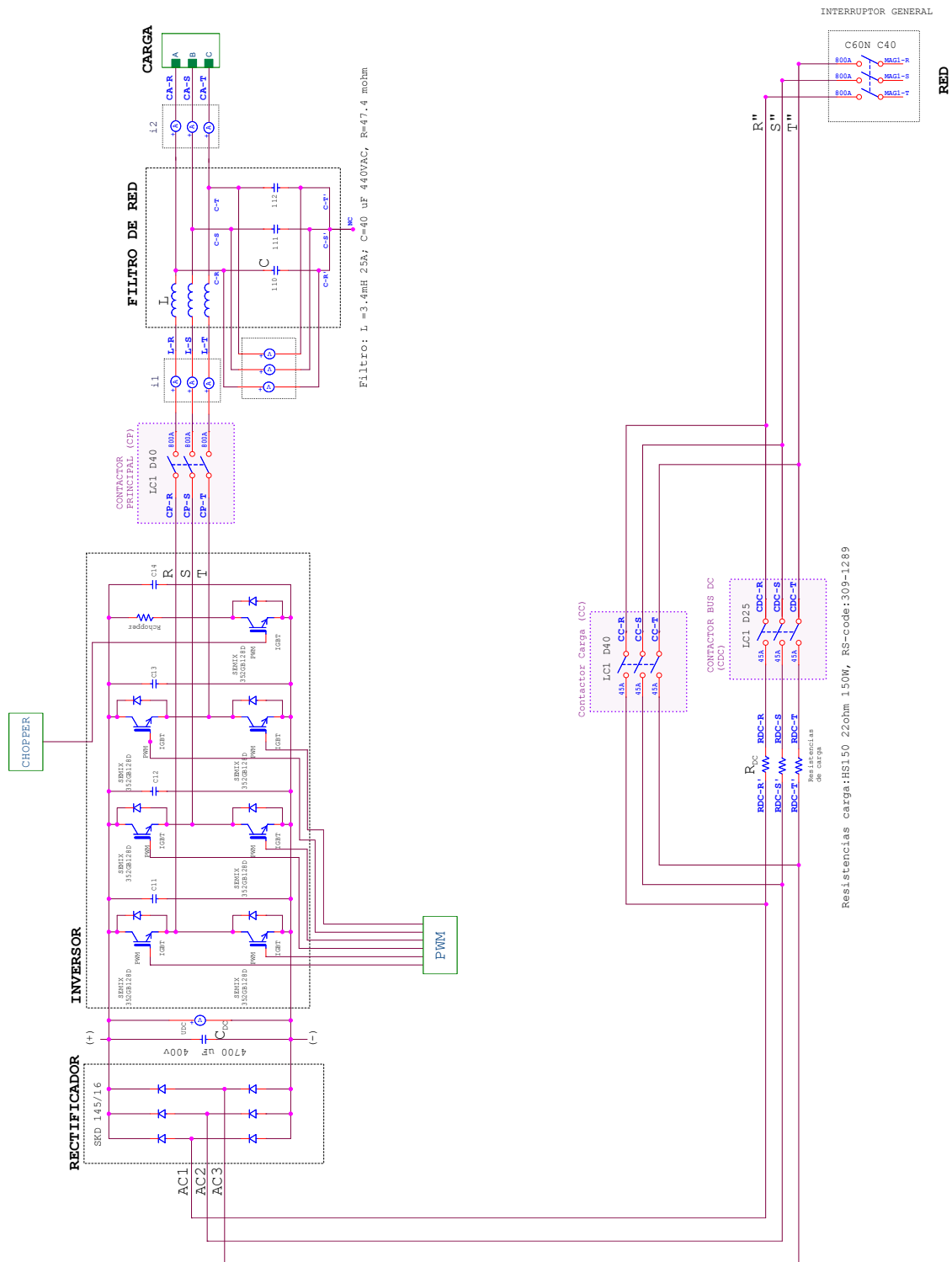


Figura 3.2: Diagrama eléctrico del montaje del VSC.

Características del Inversor	
Parámetro	Magnitud
S	17,5KVA
R_{DC}	22Ω
C_{DC}	4700μF
R	47,4mΩ
L	3,4mH
C	40μF
T_s	100μs
T_{sw}	200μs

Tabla 3.1: Características del Inversor.

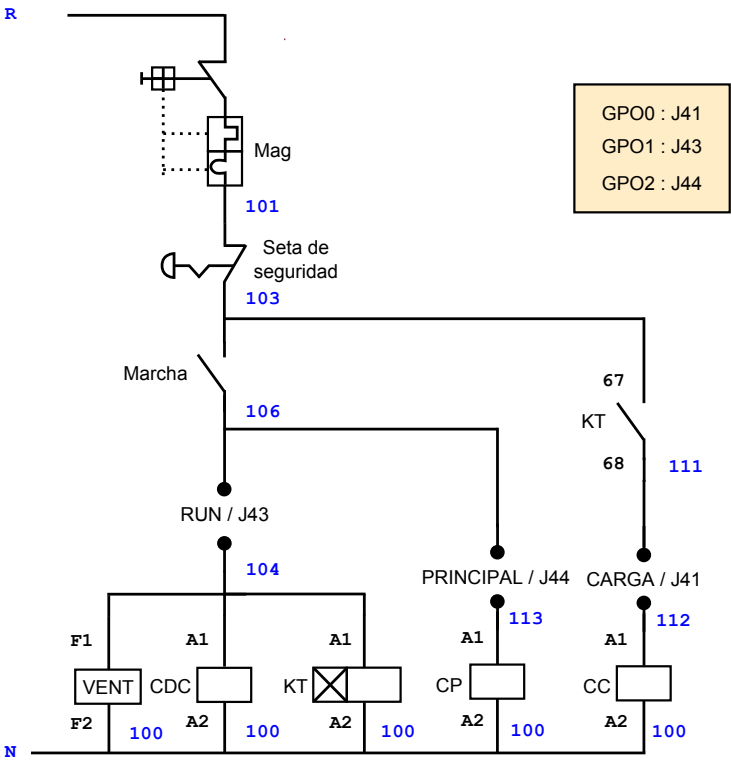


Figura 3.3: Maniobra de Arranque del VSC.

1. Se rectifica la tensión de la red, para ello se activa la señal digital J43 que cierra los contactores CDC, KT y activa el ventilador. Cabe resaltar que se carga el condensador del DC-Bus suavemente gracias a las resistencias R_{DC} .
2. Se hace un puente de las resistencias R_{DC} una vez cargado el DC-Bus y pasado el tiempo requerido por KT se activa la señal digital J41 que cierra el contactor CC. De esta forma estas resistencias R_{DC} no están consumiendo energía de la red.
3. Se cierra el contactor CP gracias a la activación de la señal digital J44 para poder conectar cargas al convertidor.
4. Una vez concluida toda esta maniobra se puede comenzar a modular y así controlar el convertidor con los diferentes controladores creados.

En este caso, la diferencia entre cargar el DC-Bus haciendo uso de las resistencias R_{DC} y no haciendo uso de estas se puede ver en la figura 3.4. Es muy importante hacer esta carga suave porque si no se hace así la corriente es muy elevada y puede comprometer la seguridad del sistema.

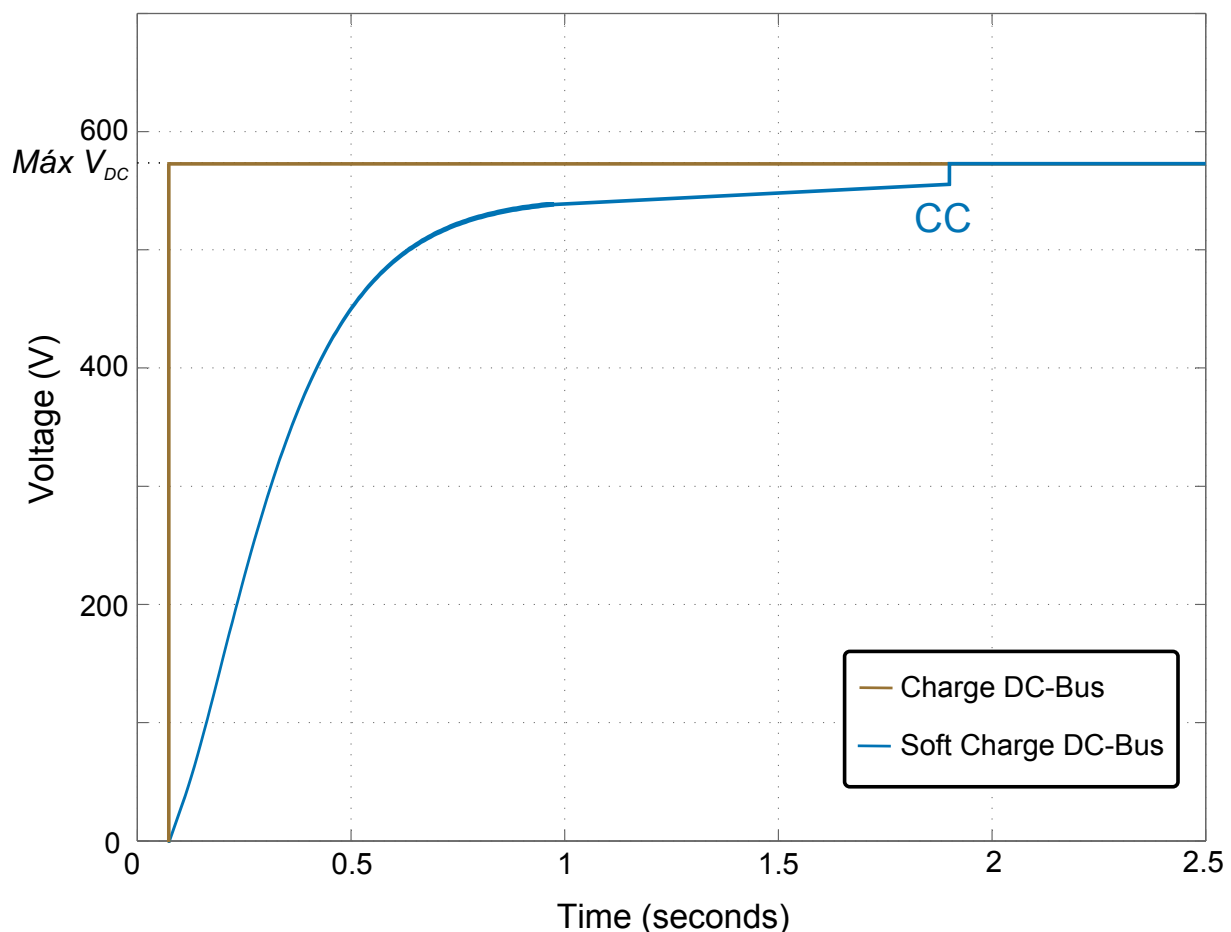


Figura 3.4: Diferencia entre una carga suave del DC-Bus (azul) y una carga no suave del DC-Bus (marrón).

3.3. Análisis de la Planta

3.3.1. Análisis de la planta G en el dominio continuo, s

Se parte del modelo promediado VSC explicado en el capítulo 2, del cual se extrae el modelo equivalente en ejes $\alpha\beta$ del circuito RLC que se puede ver en la figura 3.5.

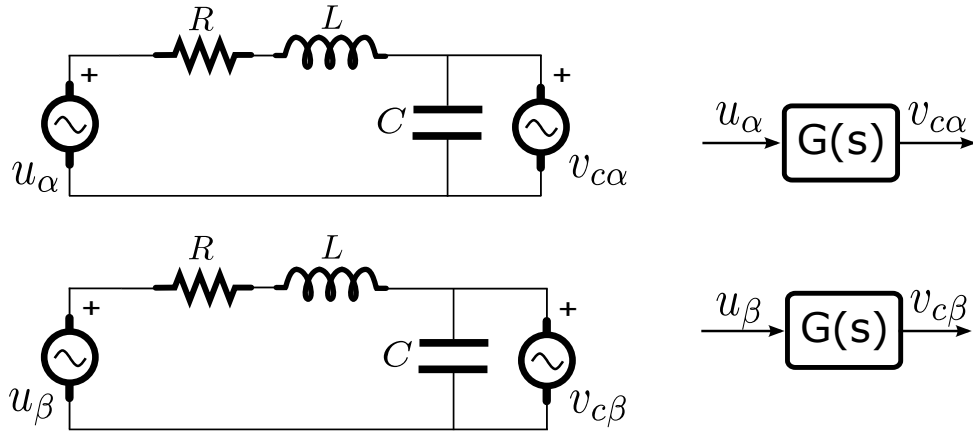


Figura 3.5: VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y la planta considerada en el lazo de tensión.

Se puede deducir la expresión (expresión 3.1 y 3.2) que define **planta**, $G(s)$, que relaciona la tensión de del condensador ($v_{c\alpha}, v_{c\beta}$) con la actuación del controlador (u_α, u_β). Cabe resaltar que la planta es la misma para ambos ejes.

$$G(s) = \frac{v_{c\alpha}}{u_\alpha}(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3.1)$$

$$G(s) = \frac{v_{c\beta}}{u_\beta}(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3.2)$$

Se puede ver el diagrama de Bode de $G(s)$ en la figura 3.7 .Esta planta presenta una resonancia en la frecuencia w_{res} debida al filtro LC, la expresión que permite calcular w_{res} es la siguiente:

$$w_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{rad/s} = 2700 \text{rad/s} (431,5 \text{Hz}) \quad (3.3)$$

3.3.2. Análisis de la planta G en el dominio discreto, z y w

Puesto que el objetivo es diseñar controladores en tiempo discreto, es necesario discretizar la planta. Para ello se utiliza un mantenedor de orden cero (ZOH) y se añade un retardo computacional, de esta forma se obtiene $G'(z)$. En la figura 3.7 se puede ver el diagrama de Bode de $G'(z)$, donde se muestra la frecuencia de Nyquist $w_s/2$.

Sin embargo, para poder utilizar técnicas de diseño en tiempo continuo es necesario transformar esta planta al dominio continuo w , para ello se utiliza la transformada bilineal de Tustin haciendo prewarping en la frecuencia de resonancia del filtro LC, w_{Res} . Se puede ver el diagrama de bode de la planta resultante, $G'(w)$ en la figura 3.7.

$G'(w)$ presenta un cero de fase no mínima (NMF) a una frecuencia w_{NMF} lo cual limita el ancho de banda máximo a $w_{NMF}/2$, siendo en este caso $w_{NMF} = 10^8 \text{rad/s}$.

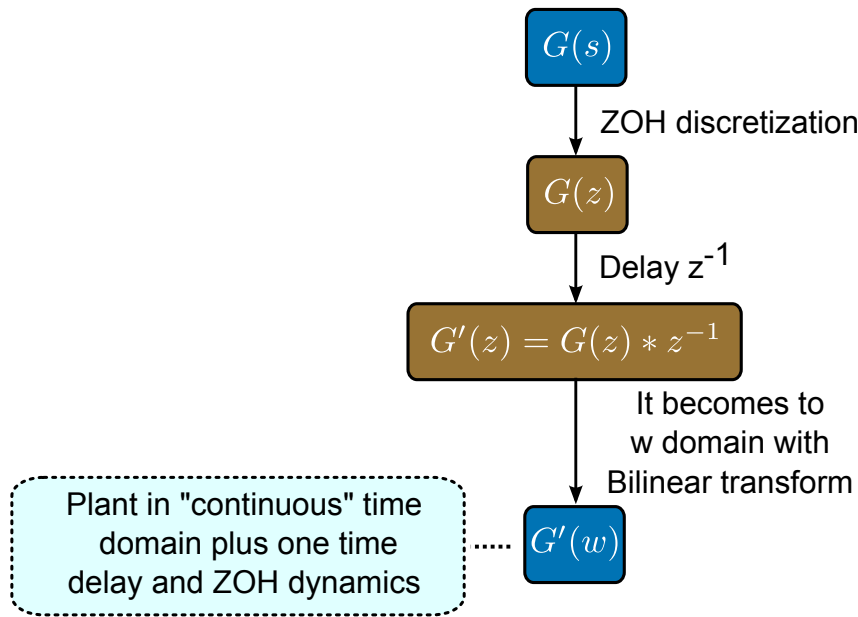


Figura 3.6: Proceso de discretización de una planta genérica $G(s)$.

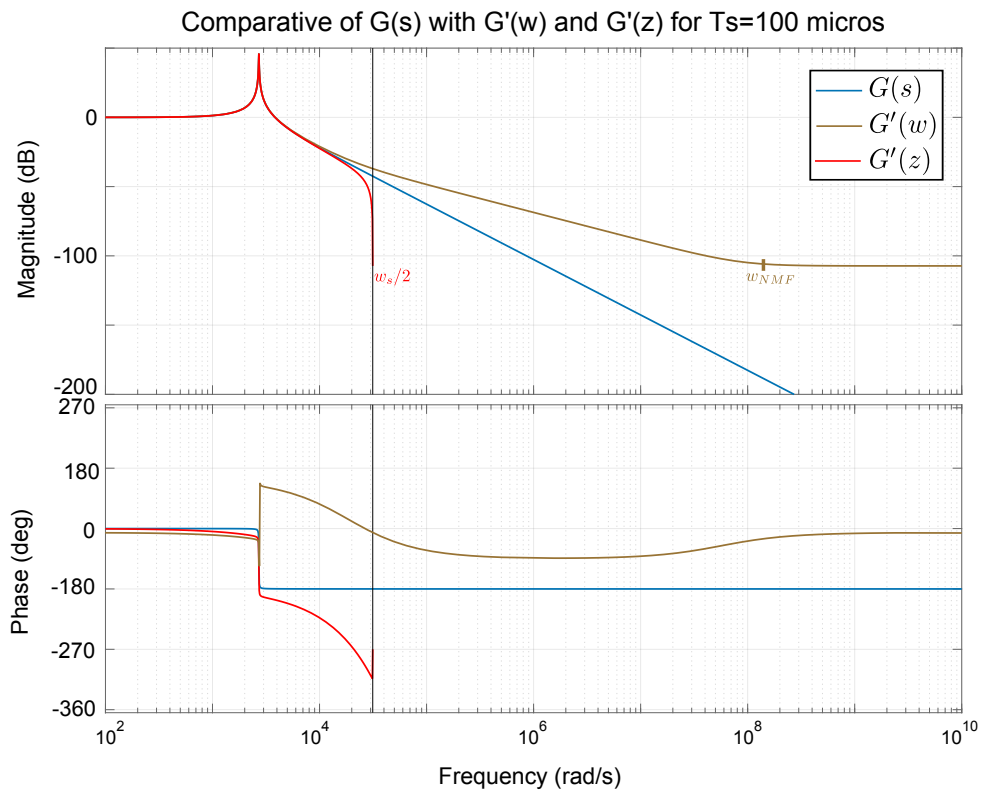


Figura 3.7: Diferencia entre las plantas $G(s)$, $G'(w)$ y $G'(z)$.

Sin embargo esta restricción en el ancho de banda es despreciable ya que es mucho más restrictiva la restricción impuesta por la frecuencia de muestreo w_s :

$$w_s \ll \frac{w_{NMF}}{2} \text{ rad/s} \quad (3.4)$$

Por lo tanto, en cualquier caso, el máximo ancho de banda es $w_{cmax} = w_s \text{ rad/s}$.

3.4. Análisis de la Planta Considerando Cargas

Es un hecho claro que la corriente por la carga que se conecta al convertidor afecta en el control de este. Por esta razón, es necesario analizar el comportamiento de la planta para diferentes tipos de carga.

3.4.1. Análisis de la influencia de la corriente de carga, G_d en el dominio continuo, s

La corriente de la carga, i_d , es una perturbación sobre la tensión (figura 3.8) y su influencia sobre la misma se puede determinar a través de la función de transferencia $G_d(s)$.

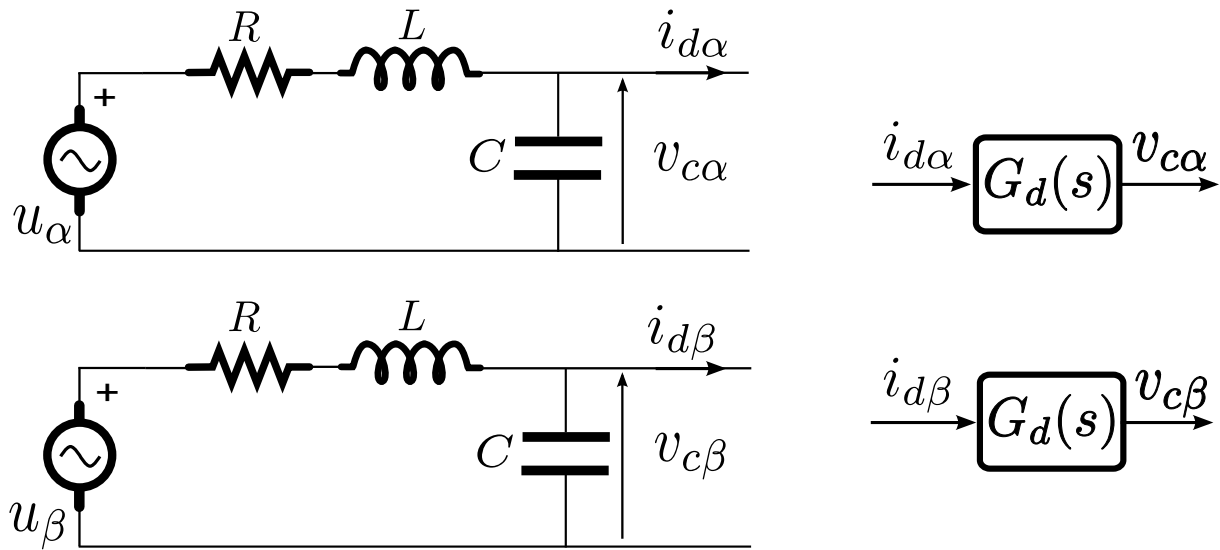


Figura 3.8: VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ donde se expone la corriente por la carga i_d

La relación entre la tensión, $v_{c\alpha}$ y la corriente por la carga $i_{d\alpha}$ se puede calcular fácilmente aplicando el principio de superposición por el cual se anula la actuación, v .

$$G_d(s) = \frac{v_{c\alpha}}{i_{d\alpha}}(s) = -\frac{R + Ls}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3.5)$$

$$G_d(s) = \frac{v_{c\beta}}{i_{d\beta}}(s) = -\frac{R + Ls}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3.6)$$

El diagrama de bode de $G_d(s)$ se puede ver en la figura 3.9 y presenta otra resonancia debida al filtro LC en w_{Res} . El modulo de esta función de transferencia es mayor a 0 dB a partir de 300 rad/s, lo que quiere decir que a partir de esta frecuencia el efecto de la corriente de la carga se incrementa sobre la tensión de salida, si el sistema no se controlara.

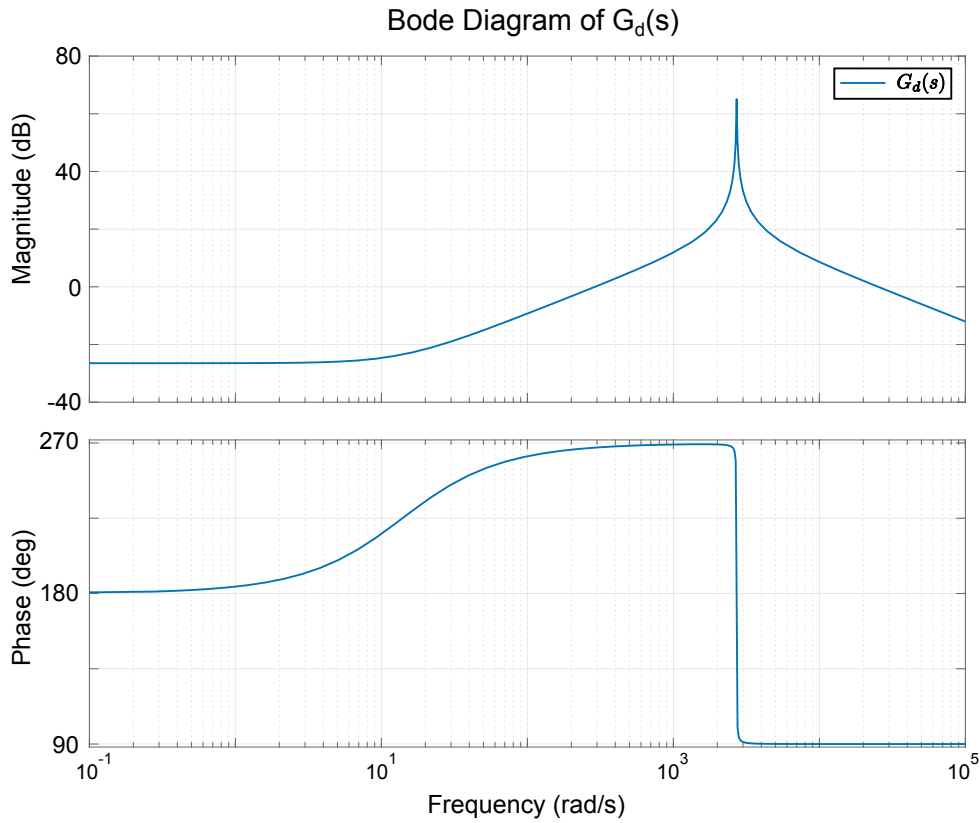


Figura 3.9: Diagrama de Bode de $G_d(s)$.

3.4.2. Análisis de las posibles cargas

Se pueden conectar diferentes tipos de carga al inversor, en este proyecto se van a considerar dos tipos de cargas lineales, RLC en serie y RLC en paralelo y una carga no lineal, un rectificador en puente de diodos con carga R.

3.4.3. Cargas lineales, G_l en el dominio continuo, s

Por un lado $G_d(s)$ se calcula desde el punto de vista del convertidor y por otro lado, $G_l(s)$ se calcula desde el punto de vista de la admitancia de la carga tal y como se puede ver en la figura 3.10.

Utilizando las leyes básicas de Ohm y Kirchoff se puede obtener $G_l(s)$ para RLC conectada en serie es:

$$G_l(s) = \frac{v_{c\alpha}}{i_{d\alpha}}(s) = \frac{C_2 s}{L_2 C_2 s^2 + R_2 C_2 s + 1} \quad (3.7)$$

$$G_l(s) = \frac{v_{c\beta}}{i_{d\beta}}(s) = \frac{C_2 s}{L_2 C_2 s^2 + R_2 C_2 s + 1} \quad (3.8)$$

Utilizando las leyes básicas de Ohm y Kirchoff se puede obtener $G_l(s)$ para RLC conectada en paralelo es:

$$G_l(s) = \frac{v_{c\alpha}}{i_{d\alpha}}(s) = \frac{C_2 L_2 R_2 s^2 + L_2 s + R_2}{R_2 L_2 s} \quad (3.9)$$

$$G_l(s) = \frac{v_{c\beta}}{i_{d\beta}}(s) = \frac{C_2 L_2 R_2 s^2 + L_2 s + R_2}{R_2 L_2 s} \quad (3.10)$$

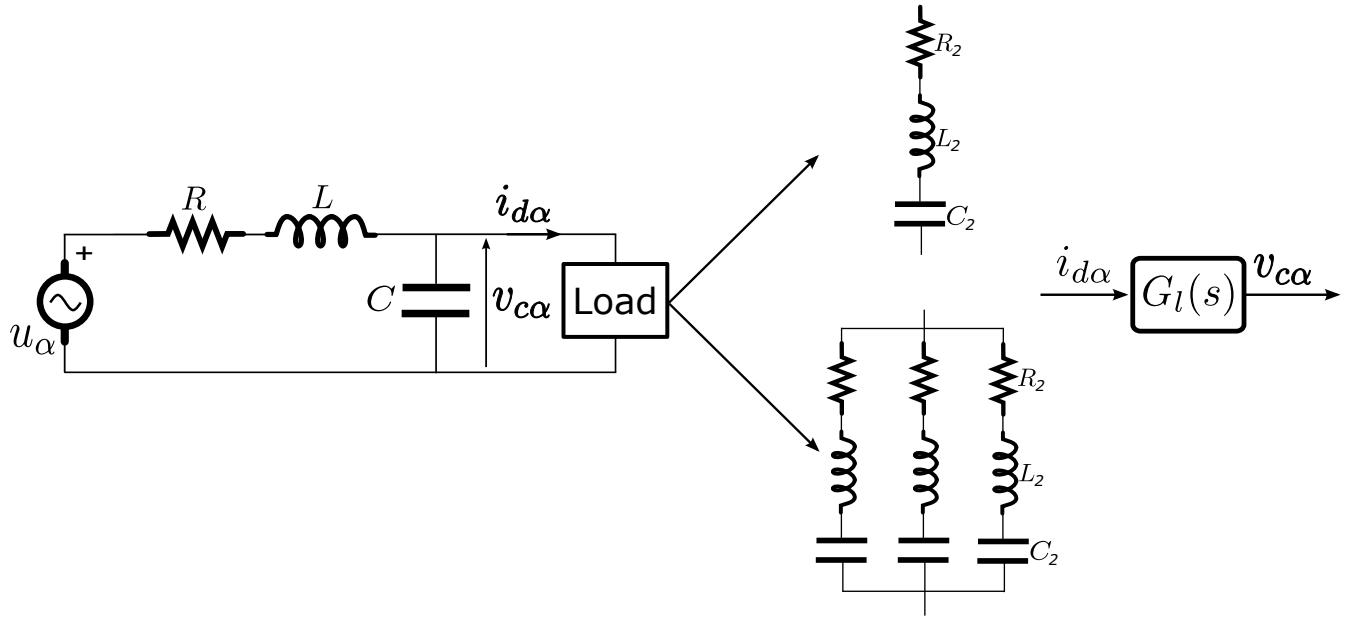


Figura 3.10: VSC promediado para el eje α donde se acopla una carga de tipo RLC conectada en serie o RLC conectada en paralelo.

3.4.4. Cargas no lineales

Las cargas no lineales no se rigen por las leyes básicas de Ohm y Kirchhoff por esta razón no se puede extraer una expresión analítica de $G_l(s)$.

En este caso, la carga no lineal que se va a conectar es un rectificador trifásico en puente de diodos con carga R, que provocará un contenido armónico en la tensión de salida del convertidor. Al ser una carga a tres hilos sin neutro, el contenido en armónico estará situado a las frecuencias impares y que no sean múltiplo de tres.

3.4.5. Análisis de la planta G_G en el dominio continuo, s , para cargas lineales

Para poder explotar la principal propiedad que tiene la técnica QFT, controlar plantas con incertidumbre en sus parámetros, es necesario considerar la incertidumbre de las cargas y generar $G_G(s)$.

Operando sobre el diagrama de bloques de la figura 3.11 se puede obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de los condensadores con la actuación del controlador en función de las otras funciones de transferencia obtenidas anteriormente.

$$G_G(s) = \frac{v_{c\alpha}(s)}{u_\alpha(s)} = \frac{G(s)}{1 - G_d(s)G_l(s)} \quad (3.11)$$

$$G_G(s) = \frac{v_{c\beta}(s)}{u_\beta(s)} = \frac{G(s)}{1 - G_d(s)G_l(s)} \quad (3.12)$$

Operando se obtiene que $G_G(s)$ para RLC conectada en serie es, para ambos ejes $\alpha\beta$:

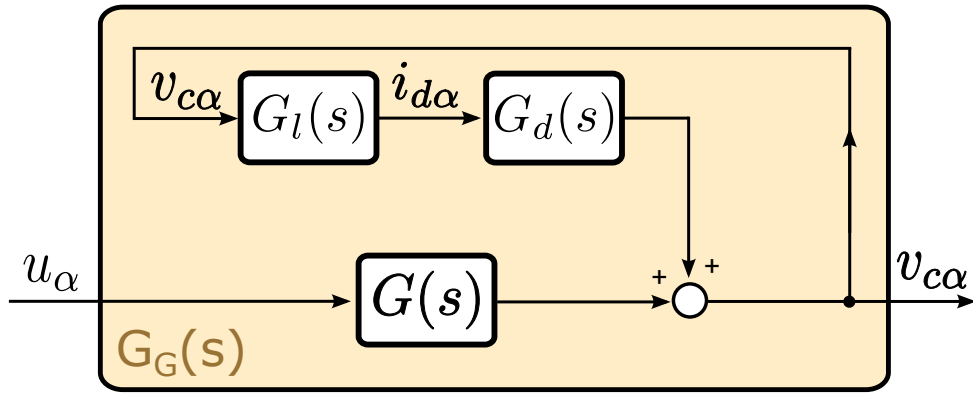


Figura 3.11: Diagrama de bloques de $G_G(s)$.

$$G_G(s) = \frac{v_{c\alpha}}{u_\alpha}(s) = \frac{(C_2L_2 + R_2C_2)s + 1}{(CC_2LL_2 + CC_2LR_2)s^3 + (CL + C_2L + CC_2L_2R + CC_2RR_2)s^2 + (C_2L_2 + CR + C_2R + C_2R_2)s + 1}$$

$$G_G(s) = \frac{v_{c\beta}}{u_\beta}(s) = \frac{(C_2L_2 + R_2C_2)s + 1}{(CC_2LL_2 + CC_2LR_2)s^3 + (CL + C_2L + CC_2L_2R + CC_2RR_2)s^2 + (C_2L_2 + CR + C_2R + C_2R_2)s + 1}$$

Operando se obtiene que $G_G(s)$ para RLC conectada en paralelo es, para ambos ejes $\alpha\beta$:

$$G_G(s) = \frac{v_{c\alpha}}{u_\alpha}(s) = \frac{L_2R_2s}{(C LL_2R_2 + C_2LL_2R_2)s^3 + (LL_2 + CL_2RR_2 + C_2L_2RR_2)s^2 + (LR_2 + L_2R + L_2R_2)s + RR_2}$$

$$G_G(s) = \frac{v_{c\beta}}{u_\beta}(s) = \frac{L_2R_2s}{(C LL_2R_2 + C_2LL_2R_2)s^3 + (LL_2 + CL_2RR_2 + C_2L_2RR_2)s^2 + (LR_2 + L_2R + L_2R_2)s + RR_2}$$

Tal y como se puede observar en las funciones de transferencia anteriores las cargas estudiadas modifican la posición y/o atenúan el modulo de la resonancia pero no añaden otra ya que solo se tienen dos polos complejos conjugados y otro real. Se pueden ver varios ejemplos en las figuras 3.12, 3.13, 3.14, 3.15 y 3.16.

3.4.6. Análisis de la planta G_G en el dominio discreto, z y w

La única modificación que sufre G_G al transformarla al dominio discreto z es el corte provocado por la frecuencia de Nyquist w_s .

Por otro lado, la única modificación que sufre G_G al transformarla al dominio discreto w es la adición de un cero de fase no mínima que en todos los casos es menos restrictivo que la limitación en el ancho de banda debida a la frecuencia de muestreo w_s .

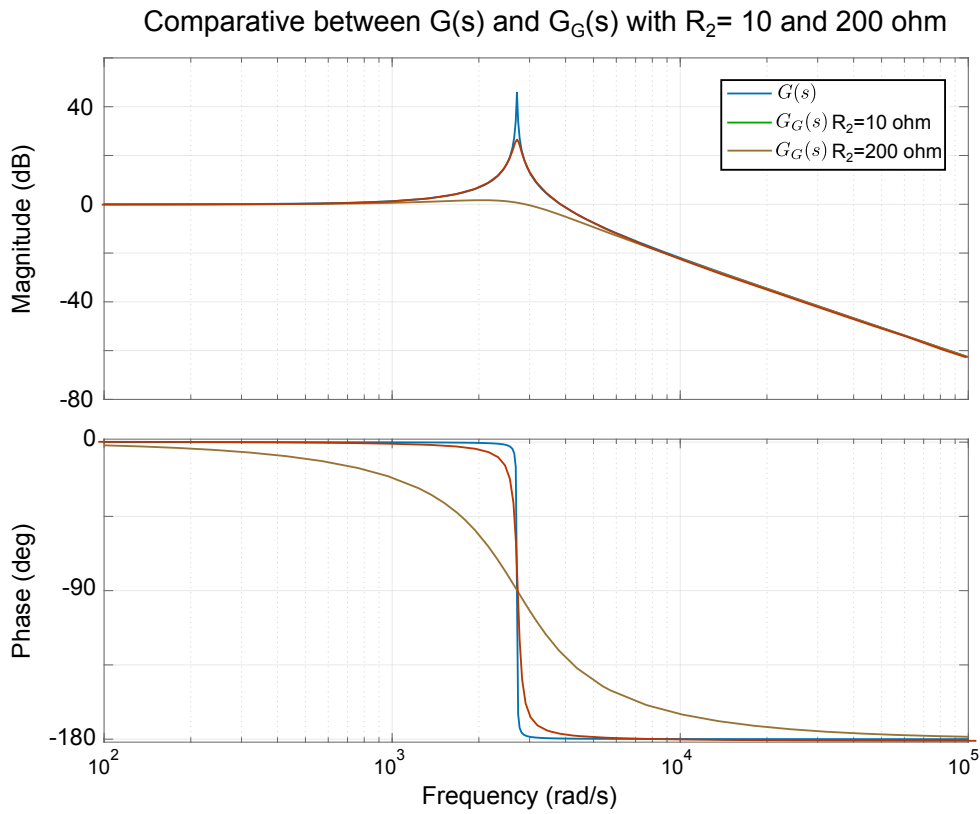


Figura 3.12: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga R_2 donde varia entre $10 \text{ } \Omega$ y $200 \text{ } \Omega$.

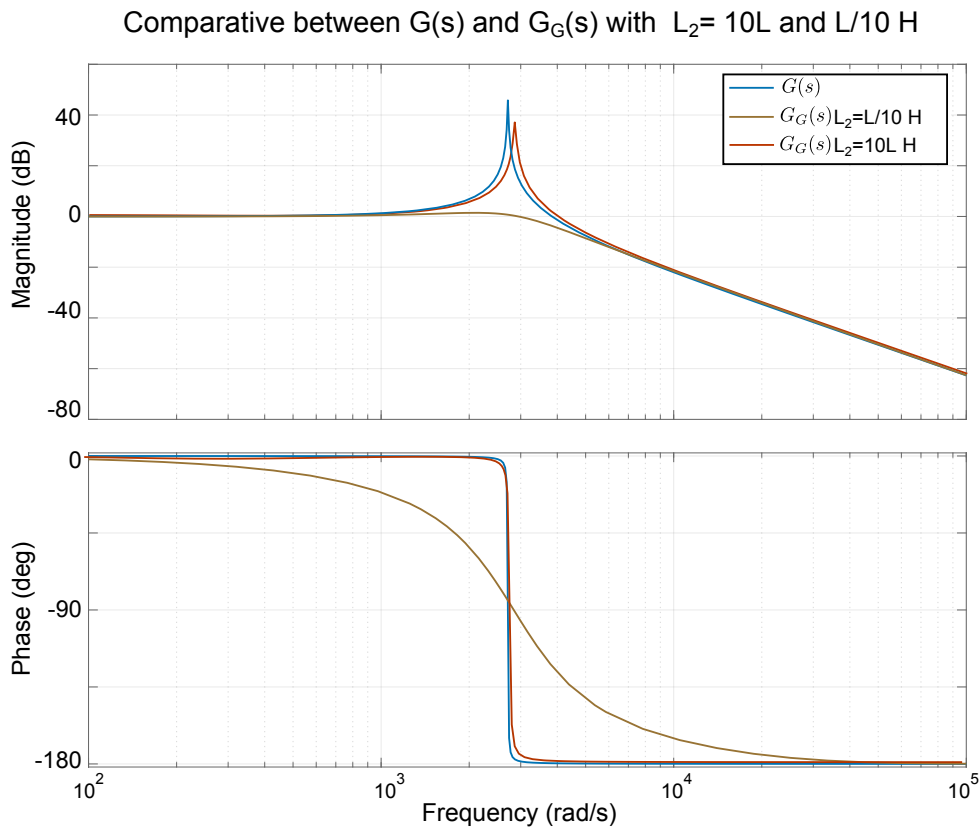


Figura 3.13: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2 L_2$ en serie donde L_2 varia entre $10L \text{ H}$ y $L/10 \text{ H}$ y $R_2 = 10 \text{ } \Omega$.

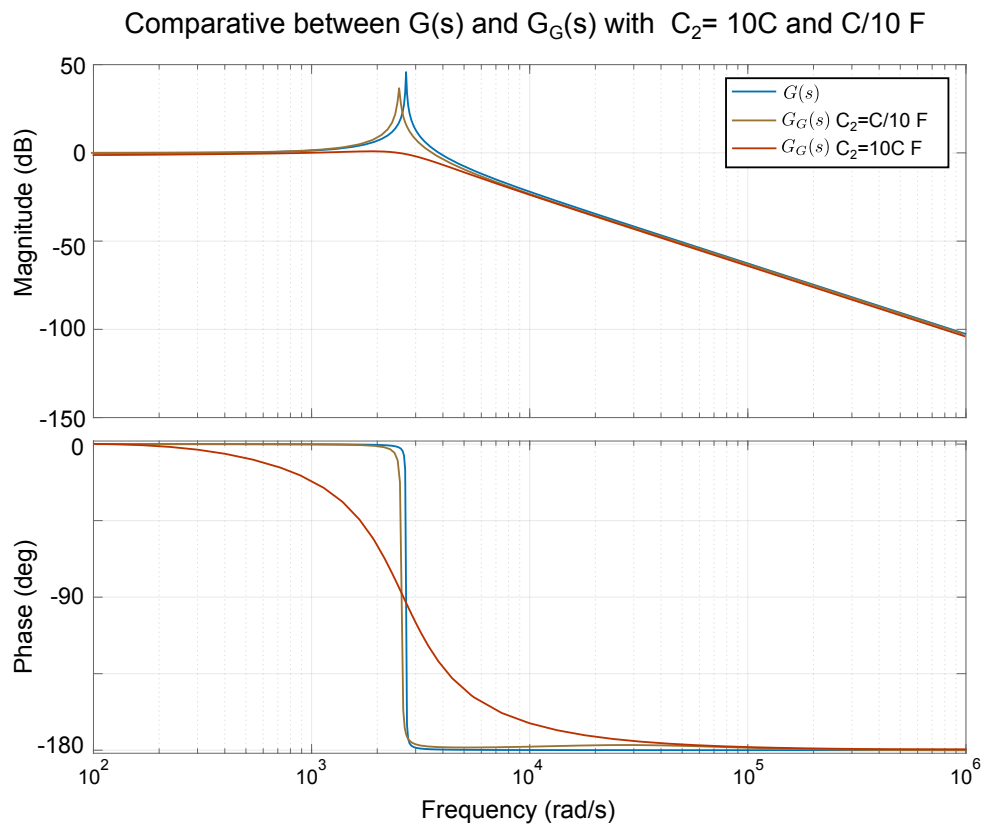


Figura 3.14: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2L_2C_2$ en serie donde C_2 varia entre $10C$ F y $C/10$ F, $R_2 = 10 \Omega$ y $L_2 = L/100$ H.

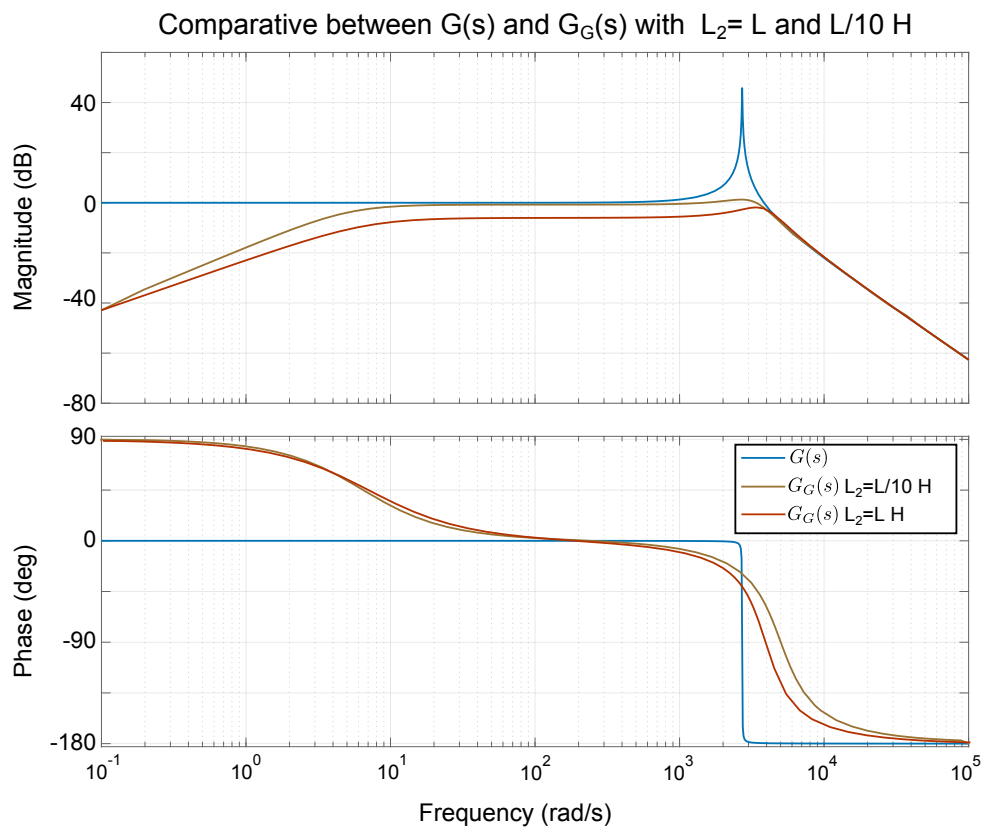


Figura 3.15: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2 L_2$ en paralelo donde L_2 varia entre L H y $L/10$ H y $R_2 = 10 \Omega$.

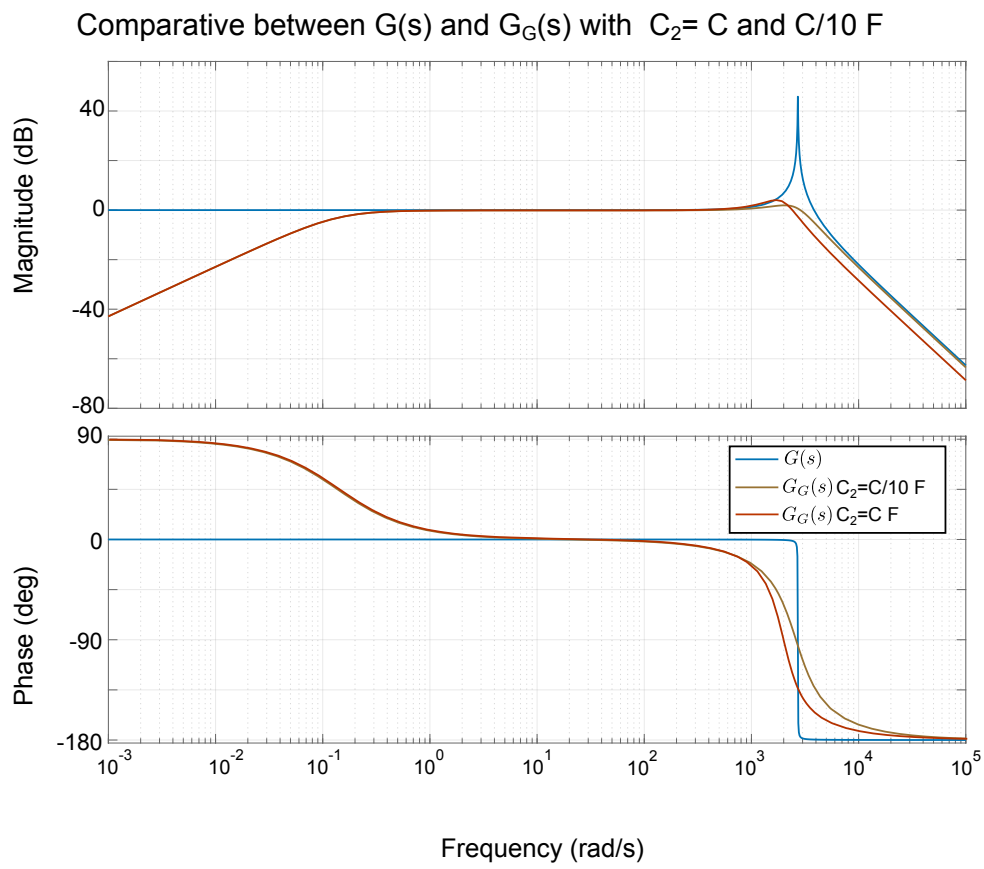


Figura 3.16: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2 L_2 C_2$ en paralelo donde C_2 varia entre C F y $C/10$ F y $R_2 = 10 \Omega$ y $L_2 = 100L$ H.

Capítulo 4

Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica AFC

4.1. Introducción

En este capítulo se incluye la descripción detallada del diseño del controlador de tensión realizado con la técnica *AFC*. El capítulo se estructura en las siguientes apartados:

1. Objetivos y especificaciones
2. Diseño razonado
3. Análisis teórico de la planta controlada
4. Implementación del controlador en la plataforma experimental
5. Verificación del diseño

El diseño del controlador se realizara directamente en el **dominio discreto** z ya que no es una técnica de diseño compleja y esta lo suficientemente desarrollada para no tener que diseñar en el dominio w .

4.1.1. Especificaciones

Especificación de robustez

Para que el sistema sea robusto y no se vea afectado ante la variación de los parámetros de la planta se impone que el máximo valor del modulo de la función de sensibilidad del lazo exterior sea de 6dB ($|S_{max}(z)| = 6dB$).

$$|S(z)| = \left| \frac{1}{1+C(z)G(z)} \right| = \left| \frac{1}{1+L(z)} \right| \leq 6dB \quad (4.1)$$

Especificación de tracking

El tiempo de establecimiento, t_s para ambos ejes, $\alpha\beta$ no debe de ser mayor a dos veces el periodo de la red generada $1/f_1$ s.

$$\frac{2}{f_1} = \frac{2}{50} = 40ms \leq t_s \quad (4.2)$$

Especificación ante perturbaciones

Para poder definir bien la especificación ante perturbaciones es necesario considerar la peor carga que se puede conectar, en este caso un rectificador en puente de tiristores con carga R.

Al considerar esta carga, y para lograr los objetivos de control es necesario atenuar los armónicos 5,7,11,13 es decir, los impares y que no son múltiplos de tres. Por esta razón, la ganancia de la función de sensibilidad para estas frecuencias debe de ser lo más cercana a cero posible.

$$|S_5(z)| \approx |S_7(z)| \approx |S_{11}(z)| \approx |S_{13}(z)| \approx 0 \quad (4.3)$$

Especificación de actuación

Para seguir referencias a la frecuencia fundamental f_1 y atenuar las perturbaciones a las frecuencias f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} es necesario que en dichas frecuencias el controlador pueda actuar.

En cualquier caso se debe evitar que la actuación sobremodule, es decir, sea mayor a $V_{DC}/2$ en amplitud y ejes abc o $(\sqrt{2}V_{DC})/(2\sqrt{3})$ en amplitud y ejes $\alpha\beta$. Si el controlador sobremodula se generan armónicos indeseados en la señal de salida aunque si esto ocurre durante un breve periodo de tiempo no es problemático.

$$u_{abc_p} < \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.4)$$

4.2. Diseño Razonado

4.2.1. Pasos de diseño

El diseñador debe de sintetizar dos controladores, el controlador del lazo interno ($C(z)$) y el controlador del lazo externo ($C_{AFC}(z)$). El proceso de síntesis esquemático de ambos controladores se puede ver en la figura 5.1.

4.2.2. Sintetizado del controlador del lazo interno, $C(z)$

El objetivo de este controlador es estabilizar la planta $G'(z)$ para luego poder agregar los resonadores necesarios que son la esencia de esta técnica de diseño. La planta estabilizada $P_1(z)$ debe de ser robusta ($S(z) < 6dB$) y tener un margen de ganancia y fase aceptables.

En este caso se diseña un controlador con un Notch a la frecuencia de resonancia w_{res} , la función de transferencia del controlador $C(z)$ se muestra a continuación y el diagrama de Bode de la misma en la figura 4.2.

$$C(z) = 0,89029 \frac{z^2 - 1,926z + 0,9986}{z^2 - 1,528z + 0,5843} \quad (4.5)$$

El ancho de banda máximo para que la actuación del controlador no sea muy elevada y, por lo tanto se pueda implementar, se ha determinado experimentalmente y es de 1100 rad/s, $w_c = 1100rad/s$. El margen de ganancia es de 13.6 dB ($GM = 13,6dB$), el margen de fase es de 128° ($PM = 128$) y el máximo valor de la función de sensibilidad es de 3

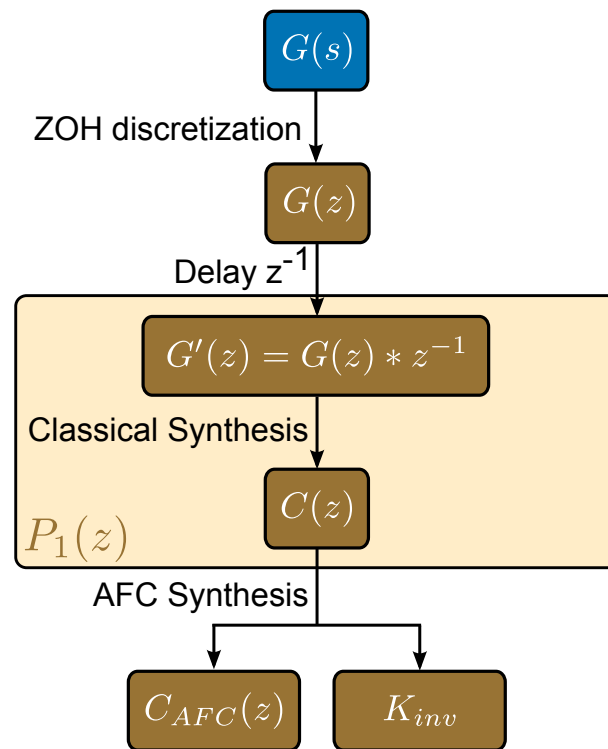


Figura 4.1: *Proceso de síntesis de los controladores $C(z)$ y $C_{AFC}(z)$ para la técnica AFC.*

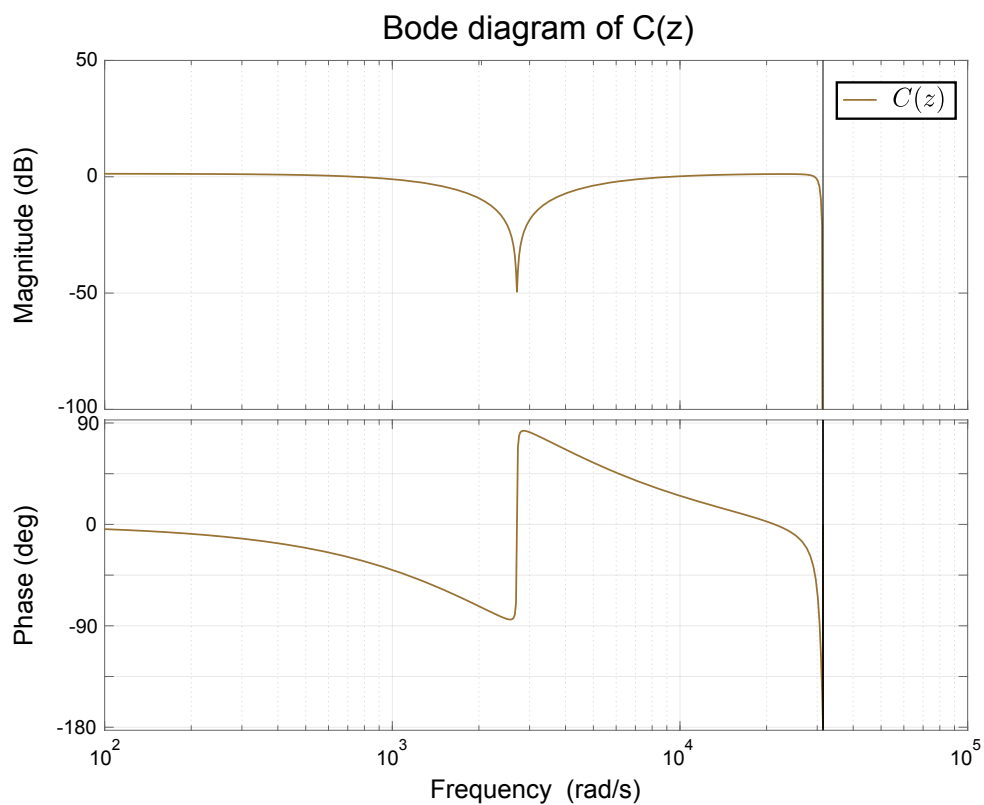


Figura 4.2: *Diagrama de Bode del controlador de estabilización $C(z)$.*

dB ($S_{max}(z) = 3dB$) tal y como se puede ver en las figuras 4.3 y 4.4. Por lo tanto, el lazo interno es estable y robusto.

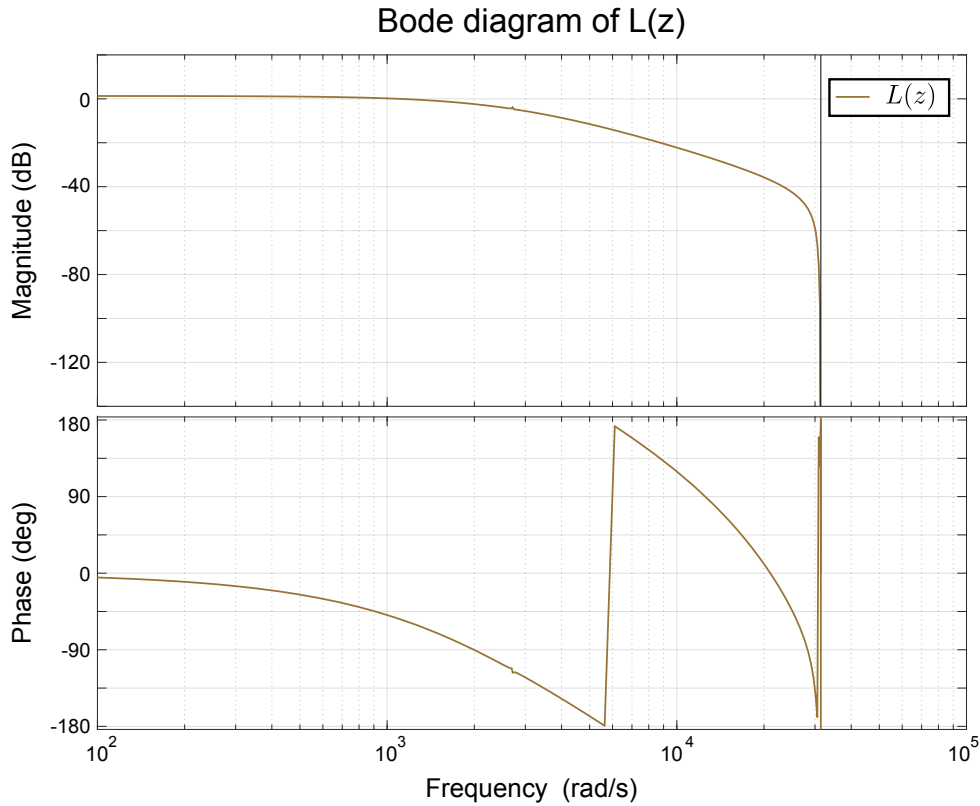


Figura 4.3: Diagrama de Bode de la función de lazo del lazo interno $L(z)$.

4.2.3. Sintetizado del controlador del lazo externo, $C_{AFC}(z)$ y K_{inv}

El lazo externo tiene dos funciones de transferencia a diseñar, el controlador $C_{AFC}(z)$ y k_{inv} .

Diseño de $C_{AFC}(z)$

El sintetizado del controlador $C_{AFC}(z)$ es la parte fundamental de esta técnica y se define, en este caso, de la siguiente manera.

$$C_{AFC}(z) = K_0 + \sum_{k=1}^5 R_k(z) \quad (4.6)$$

El objetivo es añadir los resonadores $R_k(z)$ necesarios para cumplir con las especificaciones, por lo que se añaden cinco resonadores en total. El primero de ellos, colocado a f_1 Hz se requiere para realizar el tracking a dicha frecuencia, el resto de resonadores situados a f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} Hz se utilizan para eliminar el contenido armónico a dichas frecuencias.

Cada resonador sigue la función de transferencia 4.7 y los parámetros que definen los mismos se pueden encontrar en la tabla 4.1.

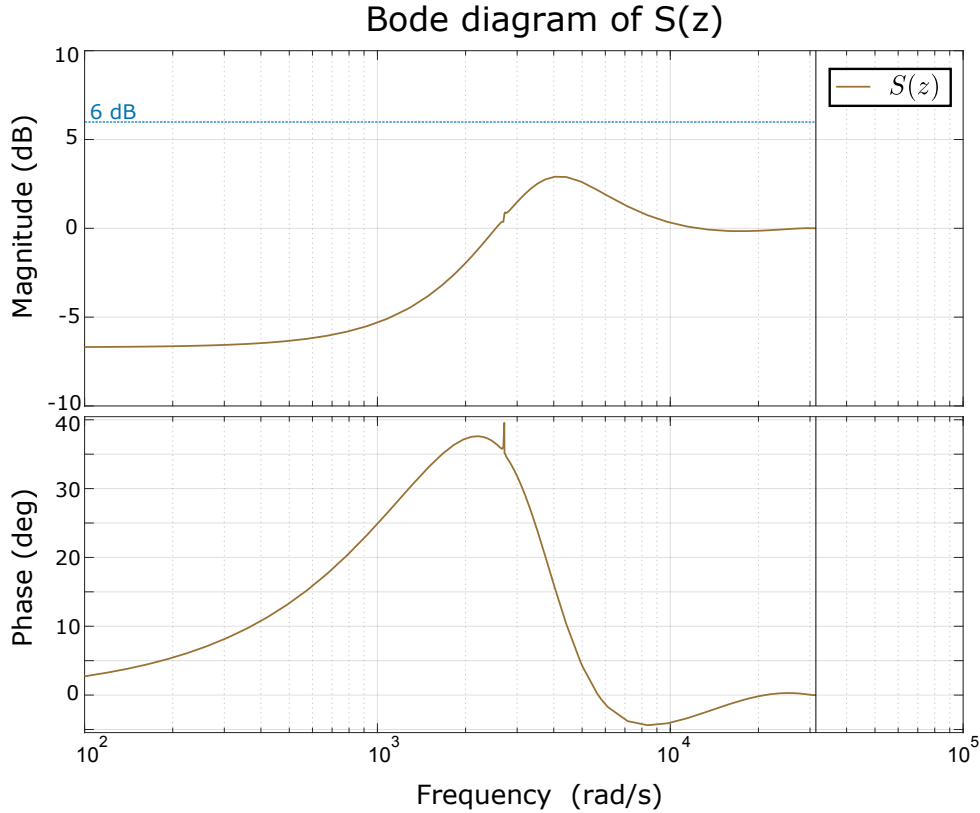


Figura 4.4: Diagrama de Bode de la función de sensibilidad del lazo interno $S(z)$.

$$R_k(z) = g_k \frac{\cos(\phi_k)z^2 - \cos(\omega_k T_s + \phi_k)z}{z^2 - 2\cos(\omega_k T_s)z + 1} \quad (4.7)$$

Para elegir las ganancias g_k se ha seguido un perfil hiperbólico, dotando de mayor ganancia a las bajas frecuencias puesto que las perturbaciones son mayores que a altas frecuencias.

Por otro lado, se iguala ϕ_k a la fase de la función de transferencia $P_1(z)$, figura 4.5, para la frecuencia ω_k tal y como se indica en la expresión 4.8.

$$\phi_k = \angle P_1(z_k), z_k = e^{j\omega_k T_s} \quad (4.8)$$

RESONATORS PARAMETER VALUES			
<i>Res.nº.</i>	$\omega_k(rad/s)$	$\phi_k(rad)$	g_k
1	$2\pi 50$	-0,1292	0,0250
5	$2\pi 250$	-0,6999	0,0050
7	$2\pi 350$	-1,0472	0,0020
11	$2\pi 550$	-1,9199	0,0005
13	$2\pi 650$	-2,3387	0,0002

Tabla 4.1: Parámetros de los resonadores que forman el controlador $C_{AFC}(z)$.

La ganancia para bajas frecuencias del controlador, K_0 , se iguala a 0,010 concluyendo así el proceso de diseño de $C_{AFC}(z)$ cuyo diagrama de Bode se puede ver en la figura 4.6.

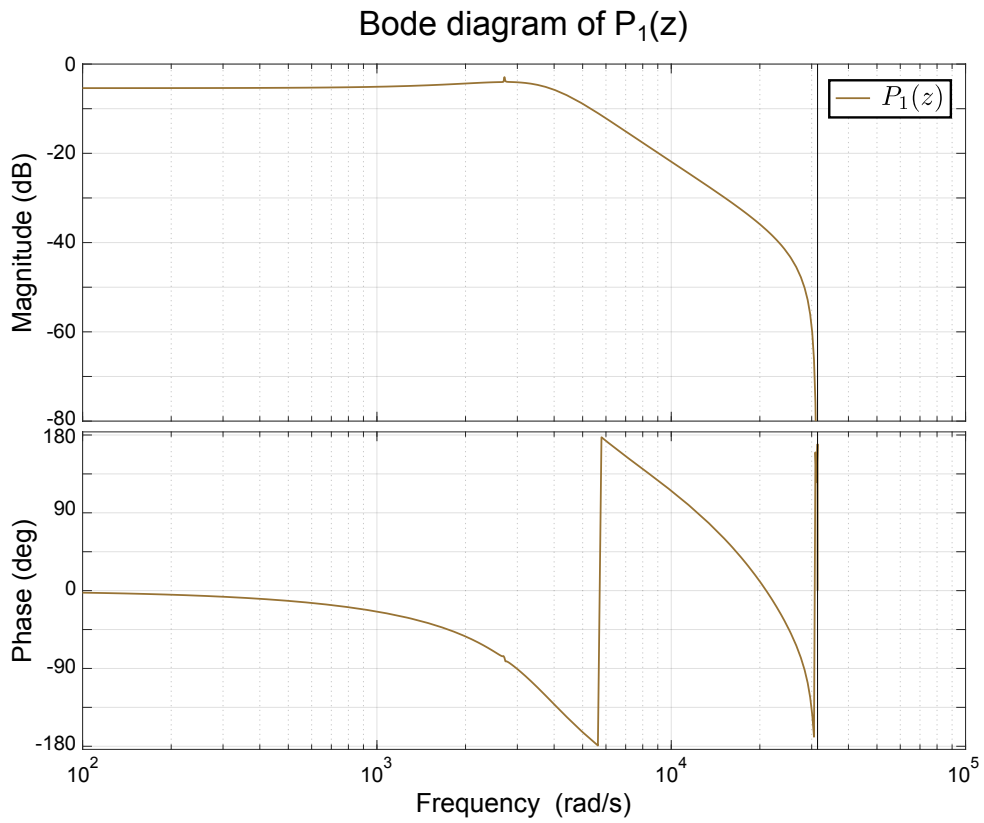


Figura 4.5: *Diagrama de Bode de la función en lazo cerrado del lazo interno $P_1(z)$.*

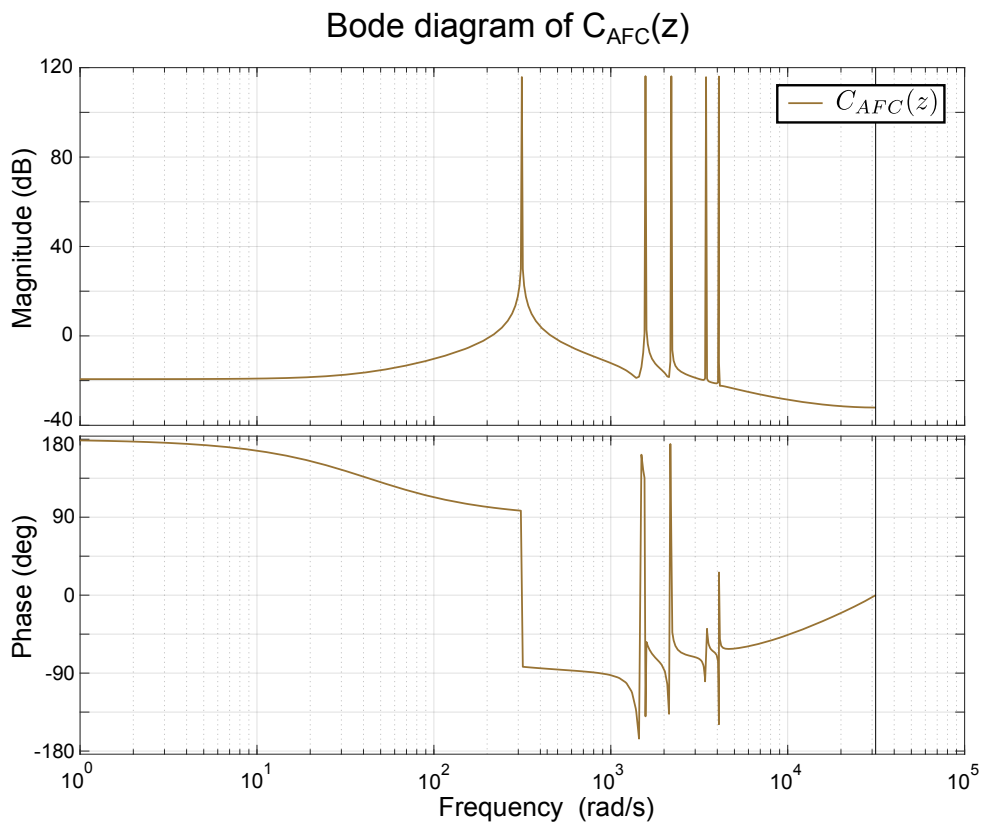


Figura 4.6: *Diagrama de Bode del controlador del lazo externo $C_{AFC}(z)$.*

Diseño de K_{inv}

La ganancia del Feed-Forward, en rigor, no es un parámetro de diseño, ya que viene impuesta por el paso anterior.

Se define como la ganancia de la inversa de $P_1(z)$ para la frecuencia de tracking w_1 tal y como se indica en la expresión 4.9.

$$K_{inv} = |1/P_1(z_1)| = 1,864, z_1 = e^{j2\pi w_1 T_s} \quad (4.9)$$

4.3. Análisis de Teórico de la Planta Controlada

Antes de realizar experimentos tanto en simulación como sobre la plataforma experimental, es interesante analizar la planta controlada a través de las diferentes funciones de transferencia de interés $L_{AFC}(z)$ y $S_{AFC}(z)$.

La función de lazo $L_{AFC}(z) = C_{AFC}(z)P_1(z)$, figura 4.7, es la función que se diseña al tratarse de una técnica clásica y relaciona la salida y la entrada del sistema en lazo abierto. Como se puede observar tiene una alta ganancia, $|L_{AFC}(z)|$, a f_1 , f_5 , f_7, f_{11} y f_{13} Hz, por lo que atenuara, en principio, las perturbaciones a dichas frecuencias.

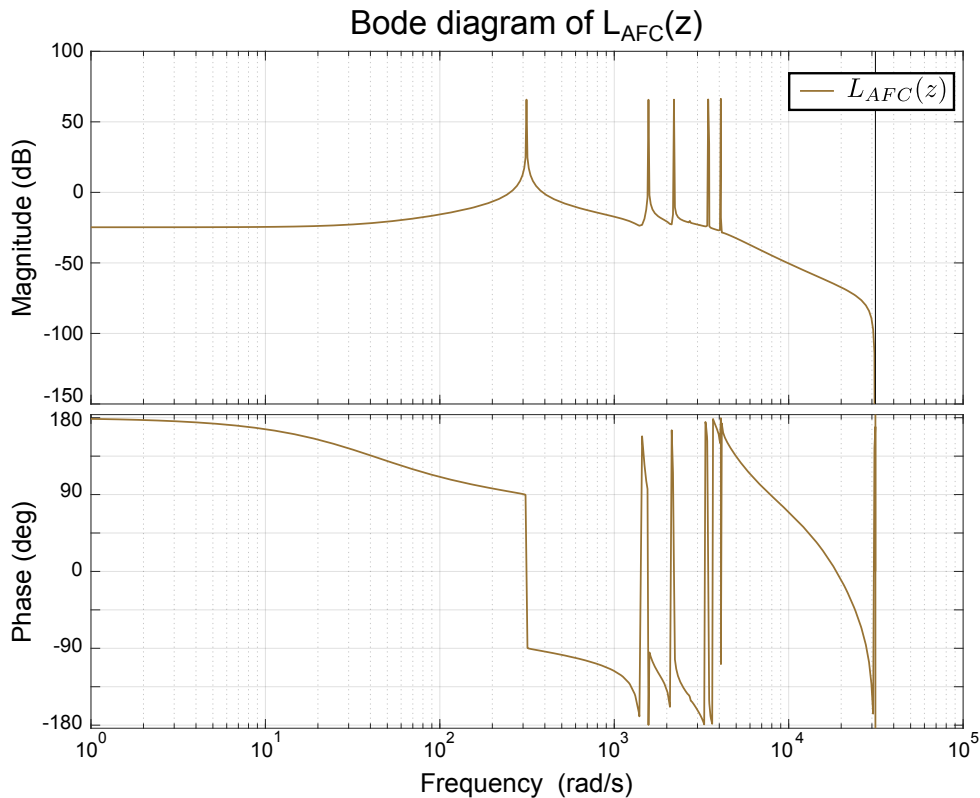


Figura 4.7: Diagrama de Bode de $L_{AFC}(z)$.

La función de sensibilidad $S_{AFC}(z)$, figura 4.8, relaciona la salida del sistema con las perturbaciones que afectan directamente a la salida del sistema. Como se puede ver $|S_{AFC}(z)|$ tiene un valor muy bajo a las frecuencias deseadas y no supera los 6 dB en ningún caso, por lo que el controlador es robusto y atenuara las perturbaciones consideradas.

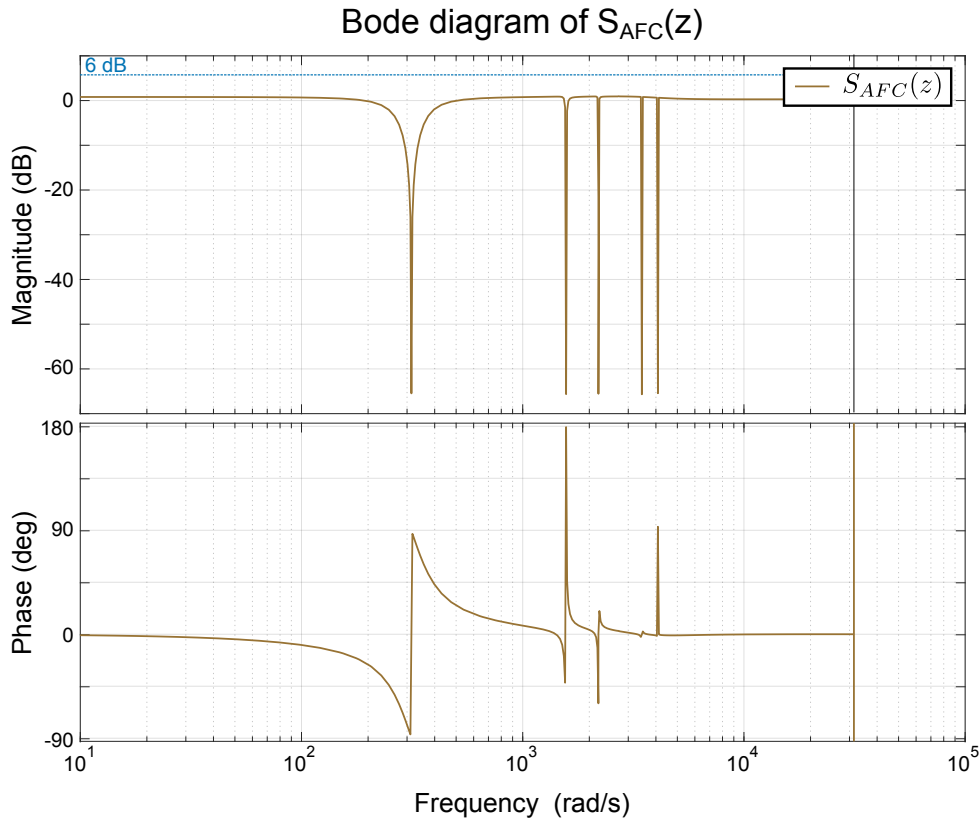


Figura 4.8: Diagrama de Bode de $S_{AFC}(z)$.

4.4. Implementación del Controlador en la Plataforma Experimental

Para utilizar ambos controladores $C(z)$ y $C_{AFC}(z)$ es necesario implementarlo en la plataforma experimental, para ello se genera un código C con la función *generate_AFCSEP_cont*, aunque previamente hay que realizar ciertas operaciones sobre ambos controladores.

Esta función así como el código .c y .h generados se muestran en los apéndices.

```

1  %Definicion de la planta en s y z
2  Gs=tf (...);
3  Gz=c2d(Gs,Ts,'zoh');
4  Gz=(Gz/z);
5
6  %Controlador de estabilizacion en z
7  Cz=tf (...);
8
9  %Ft en lazo cerrado del lazo interior
10 P1=minreal((Cz*Gz)/(1+(Cz*Gdz)));
11
12 % Kinv
13 [numP1,denP1]=tfdata(P1,'v');
14
15 numP1_1=simplify(poly2sym(numP1,z1));
16 denP1_1=simplify(poly2sym(denP1,z1));
17
18 P1_1=simplify(numP1_1/denP1_1);

```



```

19 P1_1_z1=subs(P1_1,exp(i*w1*Ts));
20
21
22 kinv=abs(1/P1_1_z1); %Modulo de la funcion de transferencia en la
    frecuencia determinada
23
24 %Controlador Resonador CAFCz
25
26 fi1=(-7.4*pi)/180;
27 g1=0.025;
28 w1=2*pi*f;
29
30 fi5=(-40.1*pi)/180;
31 g5=0.005;
32 w5=2*pi*5*f;
33
34 fi7=(-60*pi)/180;
35 g7=0.002;
36 w7=2*pi*7*f;
37
38 fi11=(-110*pi)/180;
39 g11=0.0005;
40 w11=2*pi*11*f;
41
42 fi13=(-134*pi)/180;
43 g13=0.0002;
44 w13=2*pi*13*f;
45
46 R1z=g1*((cos(fi1)*z^2)-(cos(w1*Ts+fi1)*z))/(z^2-2*cos(w1*Ts)*z+1);
47 R5z=g5*(cos(fi5)*z^2-cos(w5*Ts+fi5)*z)/(z^2-2*cos(w5*Ts)*z+1);
48 R7z=g7*(cos(fi7)*z^2-cos(w7*Ts+fi7)*z)/(z^2-2*cos(w7*Ts)*z+1);
49 R11z=g11*(cos(fi11)*z^2-cos(w11*Ts+fi11)*z)/(z^2-2*cos(w11*Ts)*z+1);
50 R13z=g13*(cos(fi13)*z^2-cos(w13*Ts+fi13)*z)/(z^2-2*cos(w13*Ts)*z+1);
51
52 ko=0.01;
53
54 %Se preparan los controladores
55
56 [numCz,denCz]=tfdata(Cz,'v');
57
58 vectorg=[g1 g5 g7 g11 g13];
59 vectorw=[w1 w5 w7 w11 w13];
60 vectorfi=[fi1 fi5 fi7 fi11 fi13];
61
62 generate_AFCSEP_cont(vectorg,vectorw,vectorfi,ko,Ts,kinv,numCz,denCz,'
    AFC','1')

```

4.5. Verificación del Diseño

Para verificar el diseño se realizan experimentos en simulación y sobre la plataforma real. Los experimentos que se suelen realizar en este tipo de sistemas son los siguientes, donde principalmente, se evalúa el THD en régimen permanente de la tensión generada ante diferentes cargas (experimentos del 1 al 9) así como el tiempo de establecimiento y sobreimpulso de la actuación en régimen transitorio (experimentos del 10 al 13).

1. Respuesta ante una carga RLC conectada en serie (Simulación).

2. Respuesta ante una carga RLC conectada en paralelo (Simulación).
3. Respuesta en vacío.
4. Respuesta ante una carga resistiva trifásica de 5 KW.
5. Respuesta ante una carga resistiva trifásica de 15 KW.
6. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 620 W (También en simulación).
7. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 1400 W (También en simulación).
8. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 30° , con carga resistiva pura de 1400 W .
9. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 1400 W conectada en paralelo con una carga trifásica pura de 5 KW.
10. Respuesta ante un cambio de tensión de referencia, de $170 V_p$ de fase a $50 V_p$.
11. Respuesta ante un cambio de carga resistiva, de 5 KW a 15 KW.
12. Respuesta ante un cambio de carga resistivo en el rectificador (con ángulo de disparo 0°), de 620 W a 1400 W.
13. Respuesta ante la conexión de la carga resistiva trifásica pura mientras se esta alimentado la carga resistiva pura de 1400 W conectada al rectificador (con ángulo de disparo 0°).

Solamente se disponen de dos tipos de carga en el laboratorio, bancada de resistencias trifásicas y rectificador en puente de tiristores con carga resistiva monofásica, por lo que el resto de pruebas se hacen en simulación utilizando Simulink. También se realiza en simulación el experimento 6 y 7 porque se han tenido problemas a la hora de implementar el controlador sobre la plataforma experimental tal y como se comenta al final de este capítulo.

Es importante que el objetivo es siempre generar una **tensión de salida de 120 V eficaces por fase a una frecuencia de 50 Hz.**

4.5.1. Simulaciones

Experimento 1

El objetivo de esta simulación es conocer como se comporta el sistema, características de la tensión de salida y actuación, ante una carga RLC Series que se indica en la tabla 4.2.

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 4.3, no supera en ninguna de las fases el 1,50 %, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 6.8 .

Se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

EXPERIMENT 1 PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-5}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-4}F$

Tabla 4.2: *Parámetros del experimento 1.*

EXPERIMENT 1 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	1,10 %	1,25 %
<i>b</i>	1,40 %	1,80 %
<i>c</i>	1,05 %	1,33 %

Tabla 4.3: *Resultados del experimento 1.*

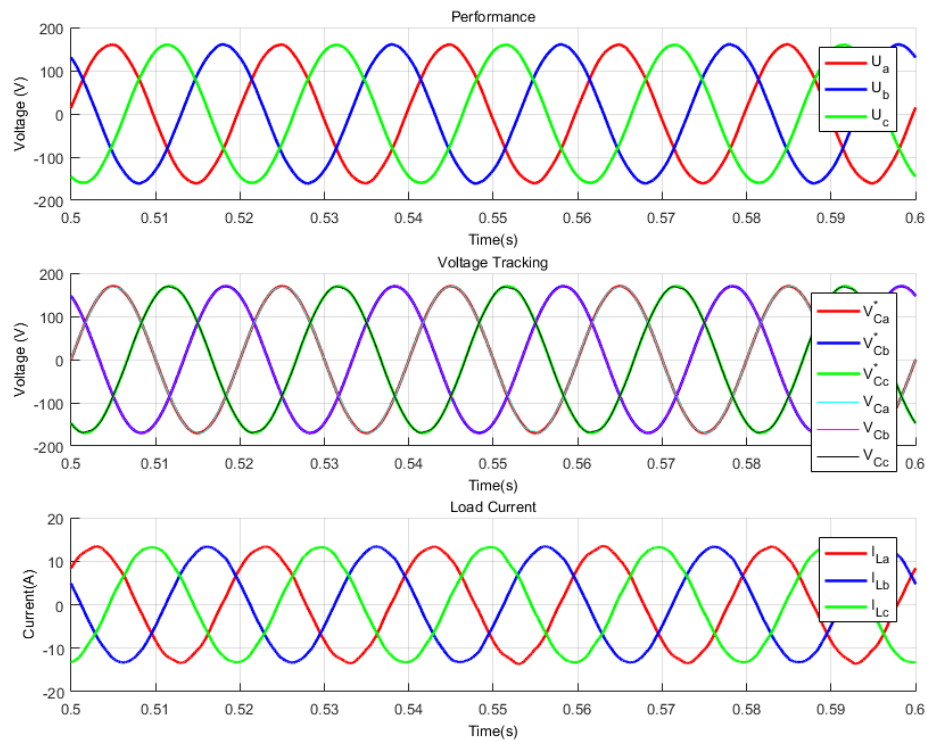


Figura 4.9: *Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 1 en ejes abc.*

Experimento 2

El objetivo de esta simulación es conocer como se comporta el sistema, características de la tensión de salida y actuación, ante una carga RLC Paralelo que se indica en la tabla 4.4.

EXPERIMENT 2 PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-1}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-6}F$

Tabla 4.4: *Parámetros del experimento 2.*

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 4.5, apenas supera en ninguna de las fases el 1 %, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 4.10 .

EXPERIMENT 2 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	0,60 %	0,65 %
<i>b</i>	0,80 %	1,25 %
<i>c</i>	0,75 %	1,15 %

Tabla 4.5: *Resultados del experimento 2.*

Se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Experimento 6-S

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 620 W.

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 4.6, apenas supera en ninguna de las fases el 2 %, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 4.11 . Se atenúan todos los armónicos deseados (5, 7, 11 y 13) aunque sería conveniente atenuar el 17 19 a la vista del espectro de armónicos de tensión de la figura 4.12. El armónico 8 que aparece se debe a la resonancia del filtro LC que perturba la tensión ante cualquier armónico de dicho orden demandado por la corriente de la carga.

Se trata de un experimento más exigente al 1 y 2 ya que la corriente demandada tiene un alto contenido en armónicos.

EXPERIMENT 6-S RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	1,97 %	29,29 %
<i>b</i>	2,06 %	30,10 %
<i>c</i>	1,93 %	29,56 %

Tabla 4.6: *Resultados del experimento 6 en simulación.*

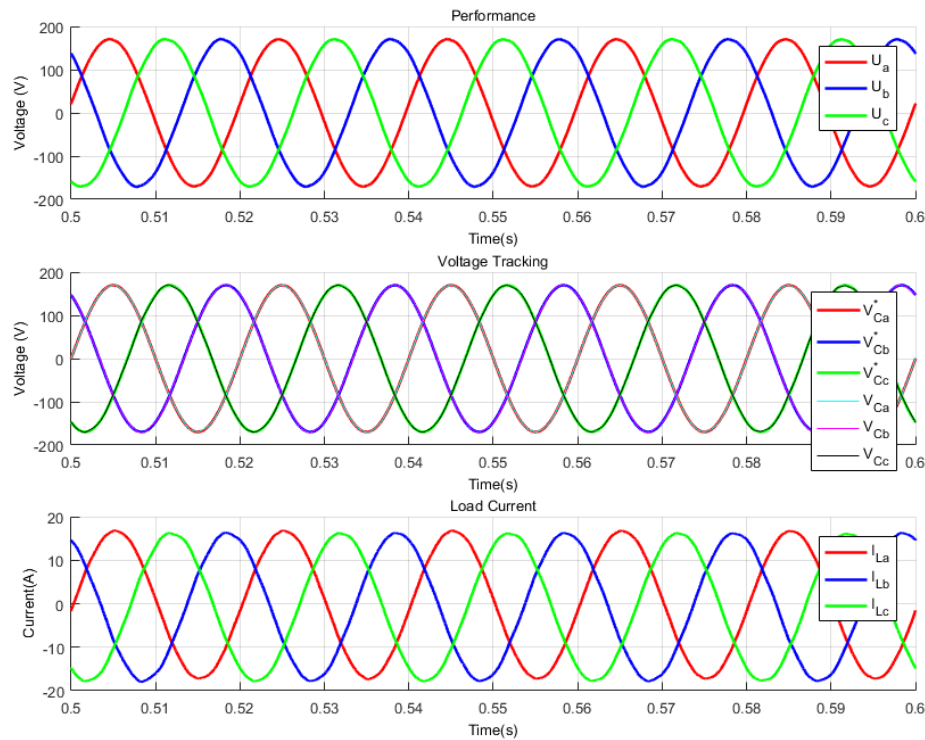


Figura 4.10: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 2 en ejes abc.

Experimento 7-S

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 1400 W.

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 4.7, no se supera en ninguna de las fases el 3%, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 4.13. Se atenúan todos los armónicos deseados (5, 7, 11 y 13) aunque sería conveniente atenuar el 17 y 19 a la vista del espectro de armónicos de tensión de la figura 4.14. El armónico 8 que aparece se debe a la resonancia del filtro LC que perturba la tensión ante cualquier armónico de dicho orden demandado por la corriente de la carga.

Se trata de un experimento más exigente al 1 y 2 ya que la corriente demandada tiene un alto contenido en armónicos.

EXPERIMENT 7-S RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	2,77 %	29,29 %
<i>b</i>	2,88 %	30,10 %
<i>c</i>	2,65 %	29,56 %

Tabla 4.7: Resultados del experimento 7 en simulación.

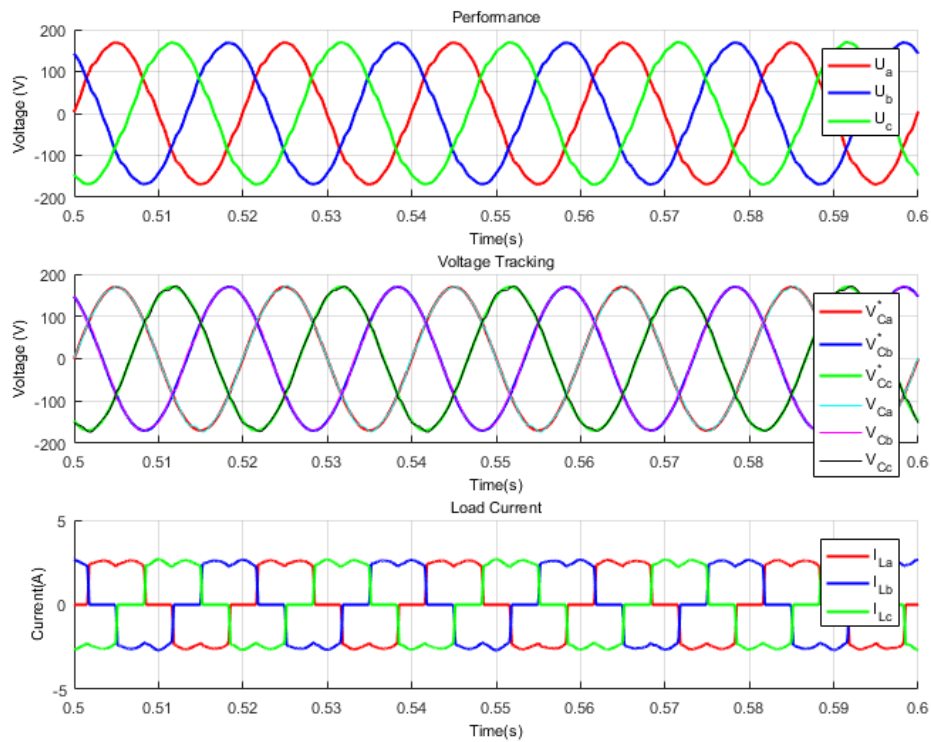


Figura 4.11: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 6 en ejes abc.

4.5.2. Experimentos sobre la Plataforma Experimental

Experimento 3

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada en vacío, sin carga en el convertidor. La red generada se puede ver en la figura 4.15 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.16.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 4.8, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2. Aunque el valor del séptimo armónico es mayor al deseado.

EXPERIMENT 3 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	0,87 %	—
<i>b</i>	1,94 %	—
<i>c</i>	1,75 %	—

Tabla 4.8: Resultados del experimento 3.

Experimento 4

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a una carga trifásica resistiva de 5 KW. La red generada se puede

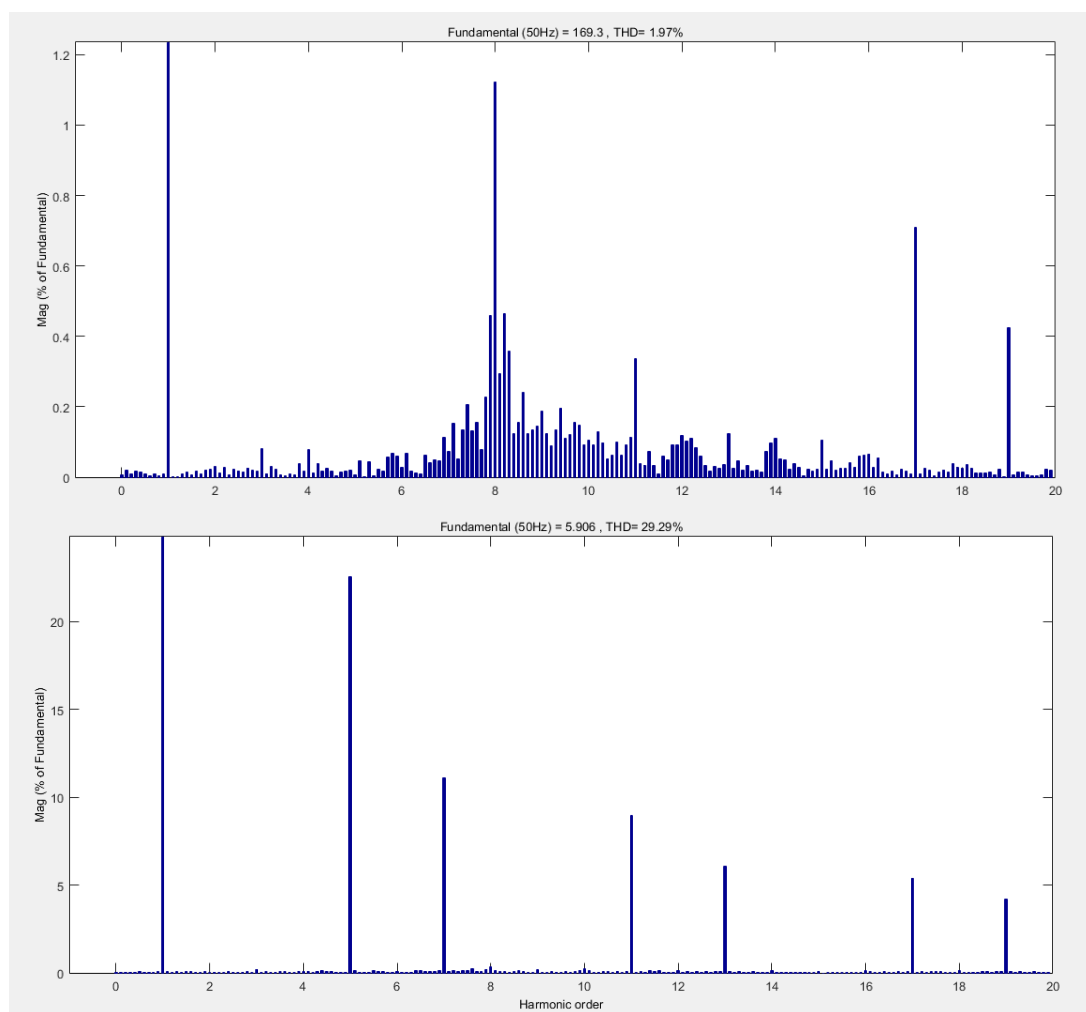


Figura 4.12: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 6. Se muestra solo la fase a, pero el resto de fases son muy similares.

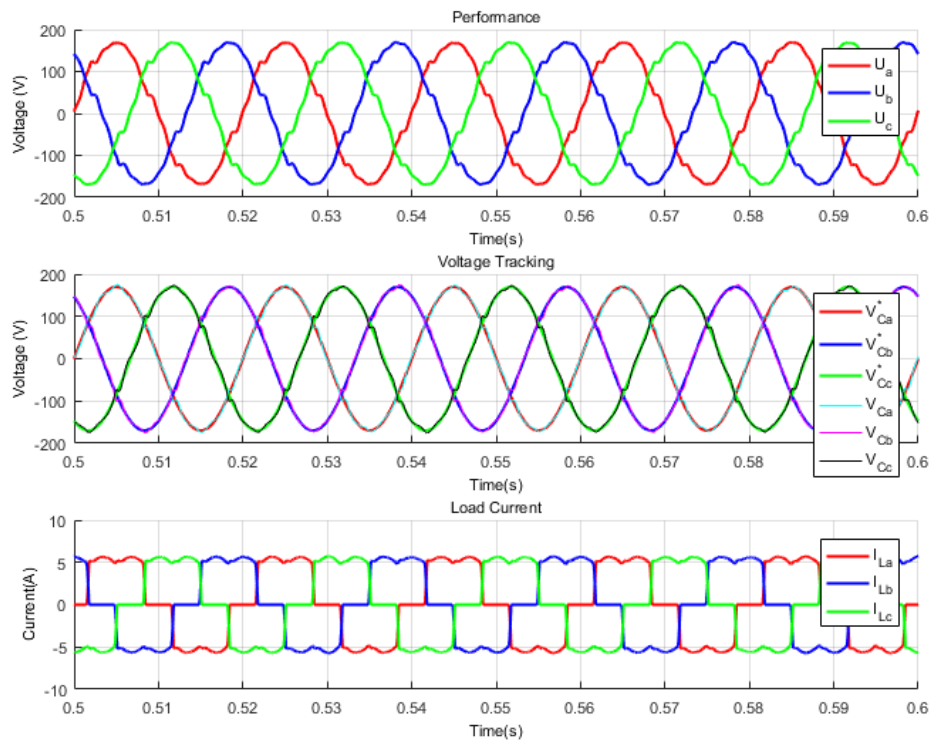


Figura 4.13: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 7 en ejes abc.

ver en la figura 4.17 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.18. Aunque el valor del séptimo armónico es mayor al deseado.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 4.9, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Al ser una carga lineal y al demandar una corriente prácticamente sinusoidal no es un experimento exigente para el controlador.

EXPERIMENT 4 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	3,42 %	3,44 %
<i>b</i>	3,54 %	3,53 %
<i>c</i>	2,95 %	2,96 %

Tabla 4.9: Resultados del experimento 4.

Experimento 5

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a una carga trifásica resistiva de 15 KW. La red generada se puede ver en la figura 4.19 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.20.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 4.10, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de

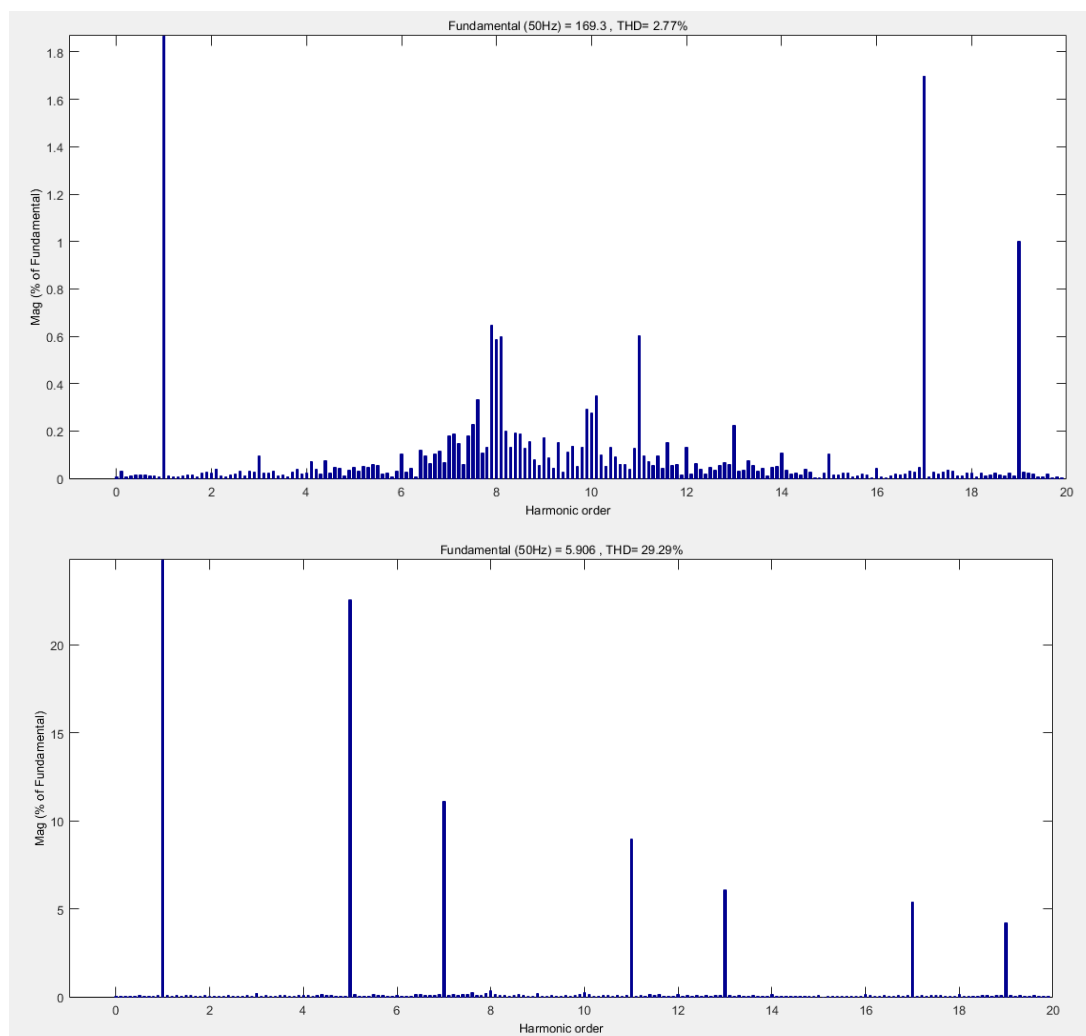


Figura 4.14: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 7. Se muestra solo la fase *a*, pero el resto de fases son muy similares.

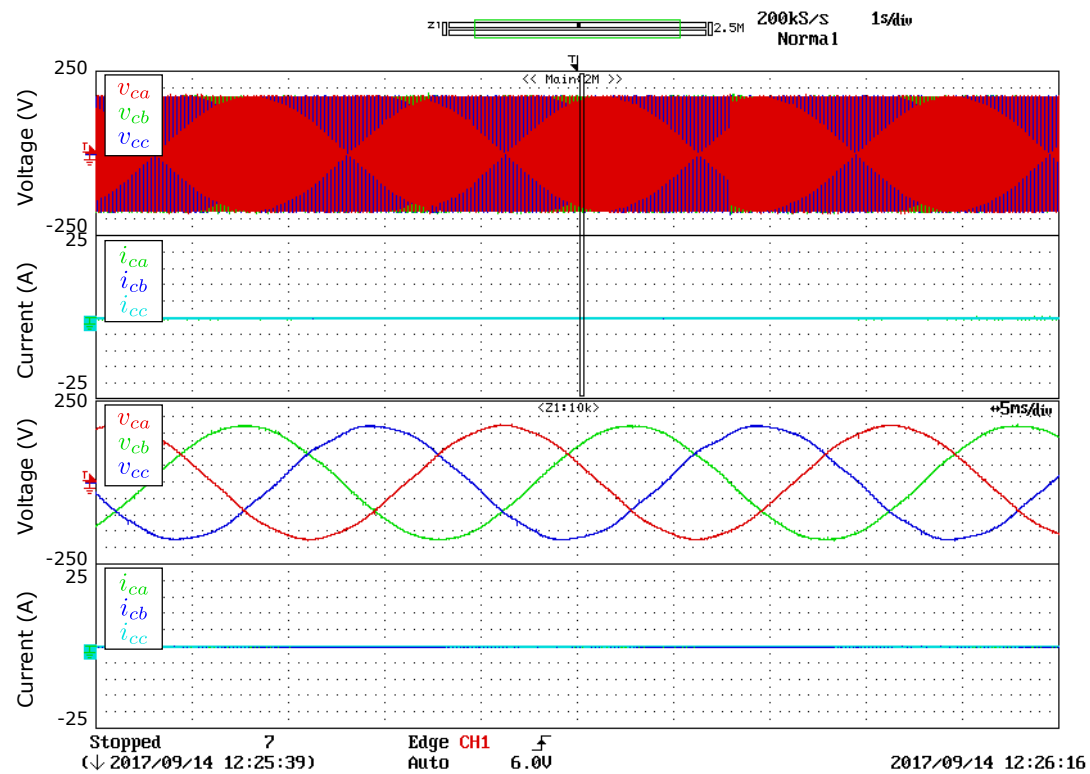


Figura 4.15: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 3 en ejes abc.

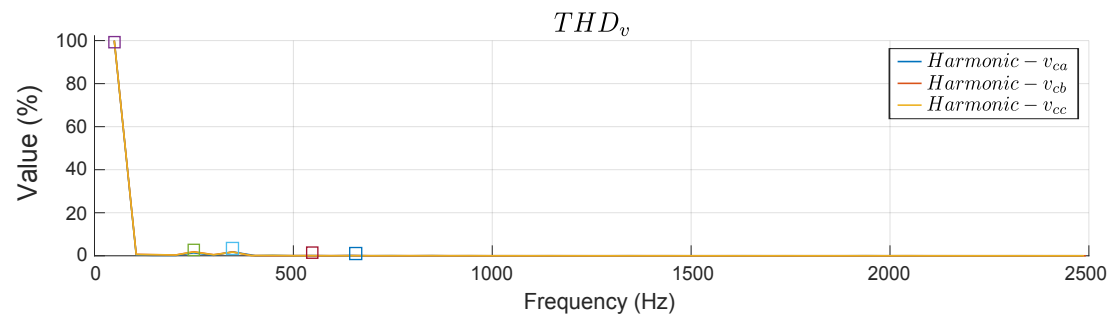


Figura 4.16: Situación y valor de los armónicos que se encuentran en la tensión de salida para el experimento 3.

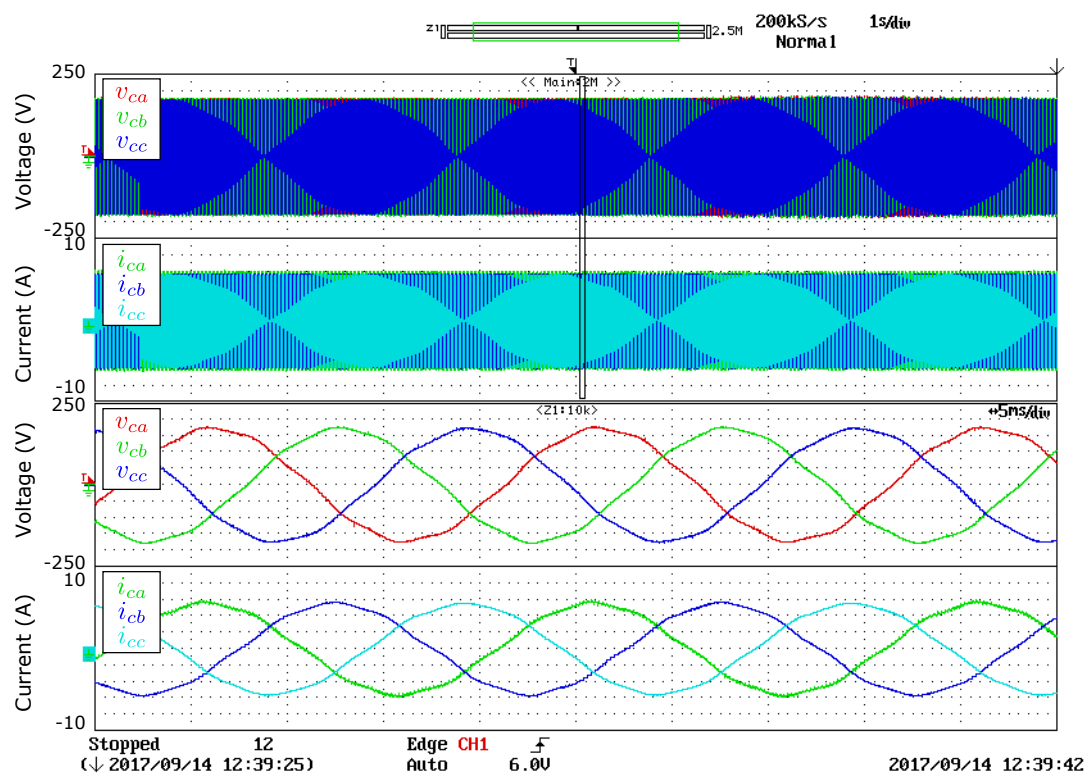


Figura 4.17: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 4 en ejes abc.

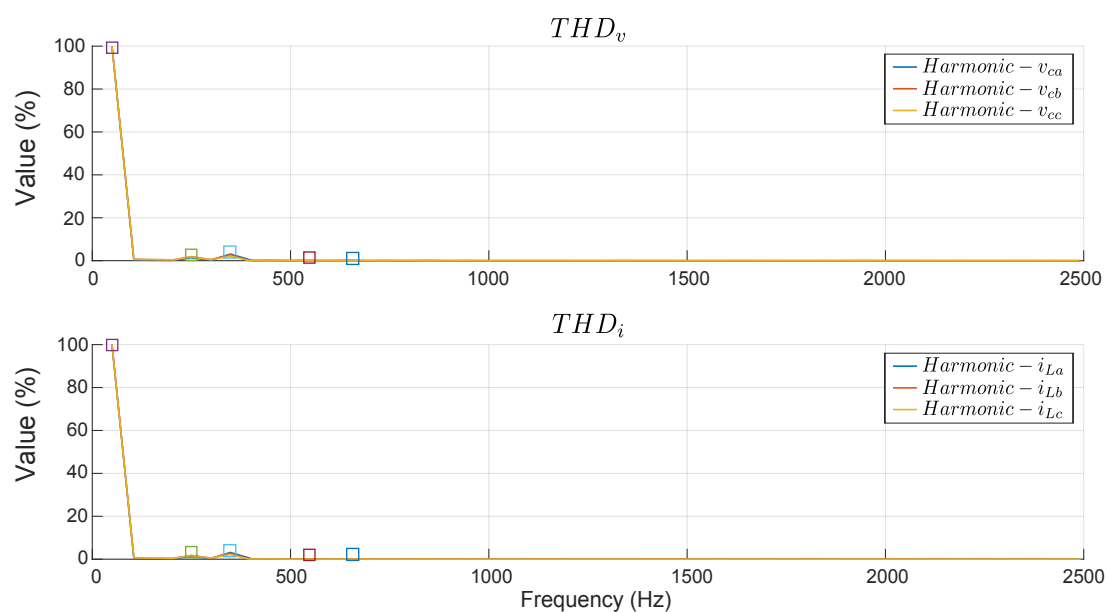


Figura 4.18: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 4.

la tabla 1.1 y 1.2. Aunque el valor del quinto armónico es mayor al deseado.

Al ser una carga lineal y al demandar una corriente prácticamente sinusoidal no es un experimento exigente para el controlador.

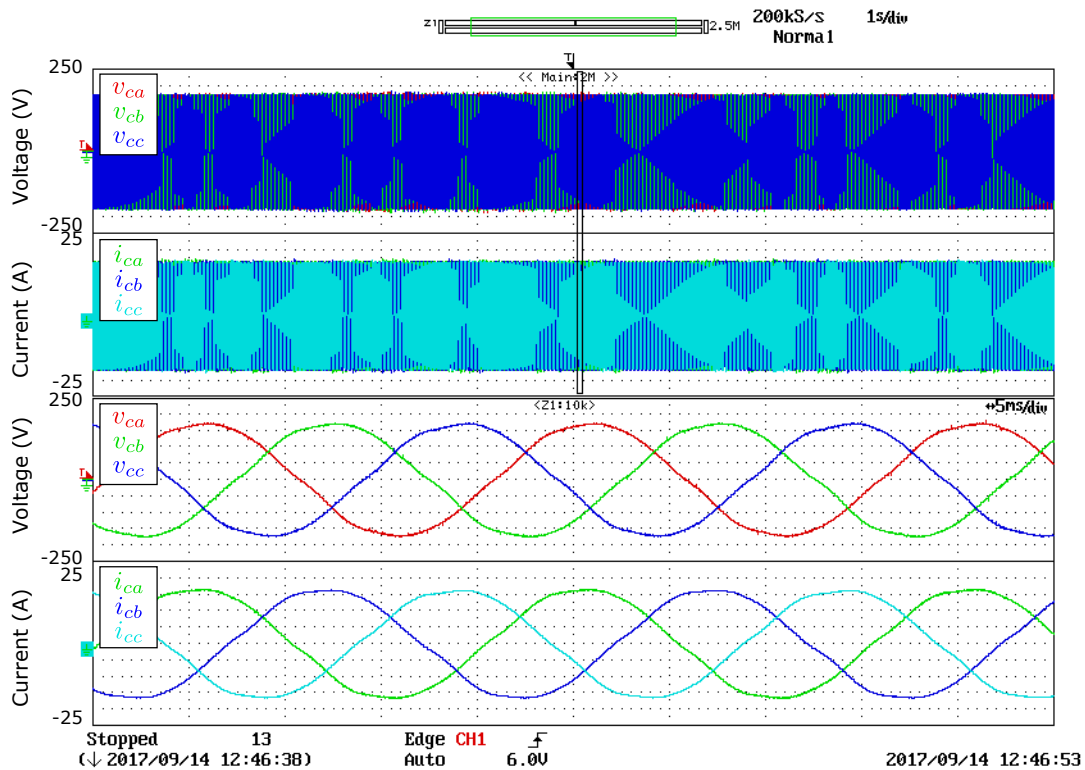


Figura 4.19: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 5 en ejes abc.

EXPERIMENT 5 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	2,56 %	2,63 %
<i>b</i>	3,06 %	3,11 %
<i>c</i>	2,89 %	2,93 %

Tabla 4.10: Resultados del experimento 5.

Experimento 6

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 620 W. La red generada se puede ver en la figura 4.21 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.22.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es elevada, tabla 4.11, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga no cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador no es capaz de atenuar el séptimo armónico, incluso lo magnifica.

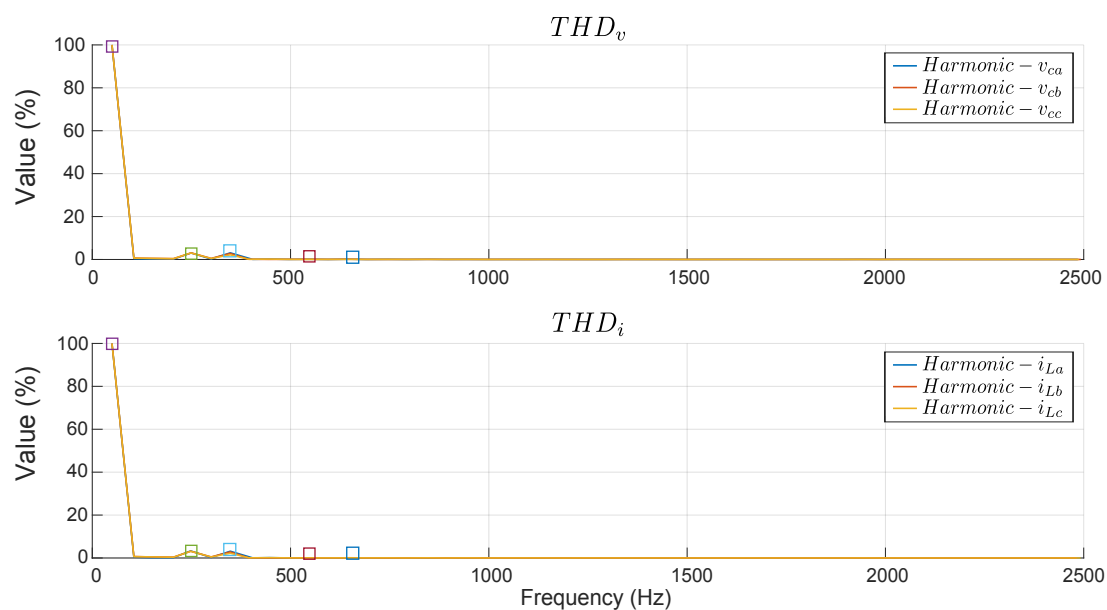


Figura 4.20: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 5.

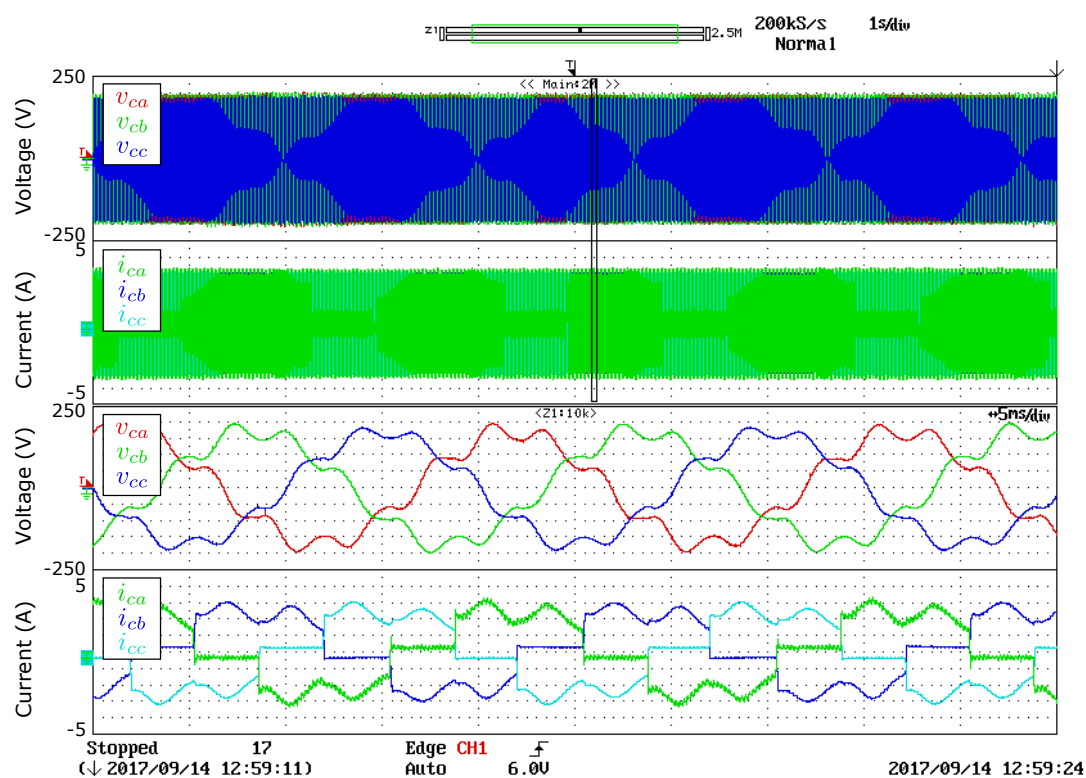


Figura 4.21: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 6 en ejes abc.

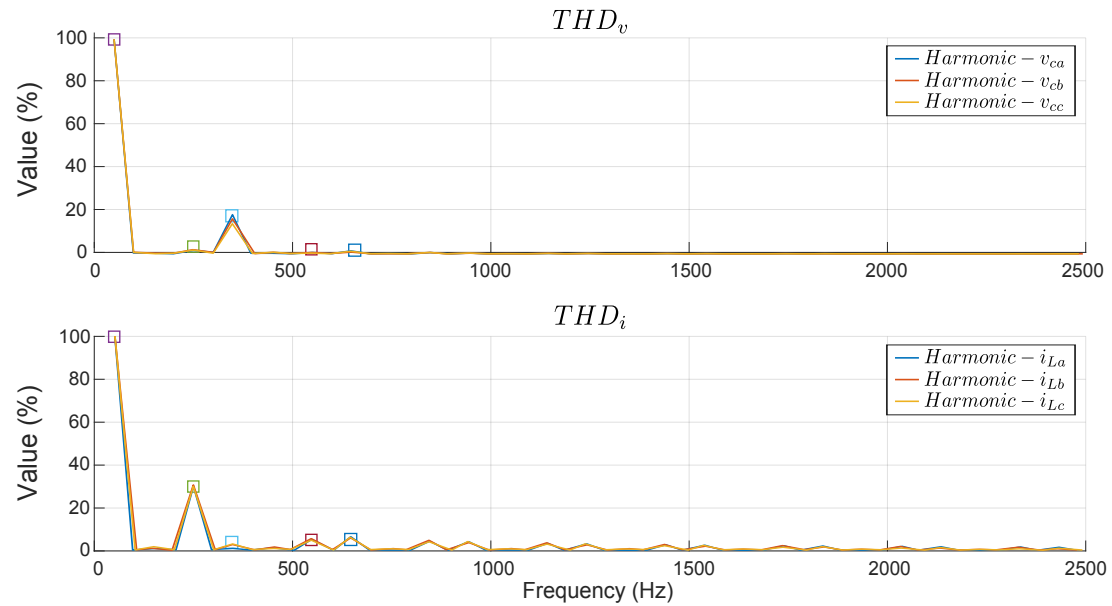


Figura 4.22: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 6.

EXPERIMENT 6 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	THD_v	THD_i
<i>a</i>	18,46 %	32,74 %
<i>b</i>	16,54 %	33,35 %
<i>c</i>	14,29 %	32,54 %

Tabla 4.11: Resultados del experimento 6.

Experimento 7

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 1400 W. La red generada se puede ver en la figura 4.23 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.24.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es elevada, tabla 4.12, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga no cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador no es capaz de atenuar el séptimo armónico, incluso lo magnifica, y no atenúa lo suficiente el quinto armónico.

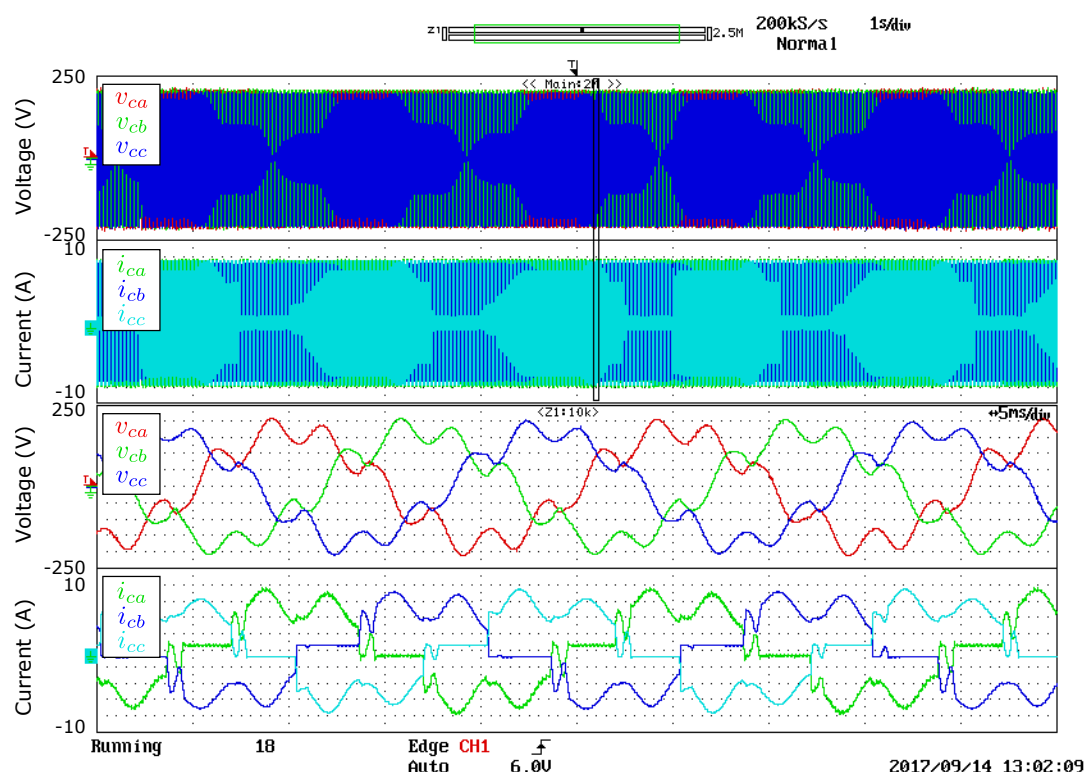


Figura 4.23: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 7 en ejes abc.

EXPERIMENT 7 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	26,06 %	35,28 %
<i>b</i>	23,78 %	36,59 %
<i>c</i>	22,09 %	33,36 %

Tabla 4.12: Resultados del experimento 7.

Experimento 8

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador, con ángulo de disparo de 30° de los tiristores, con

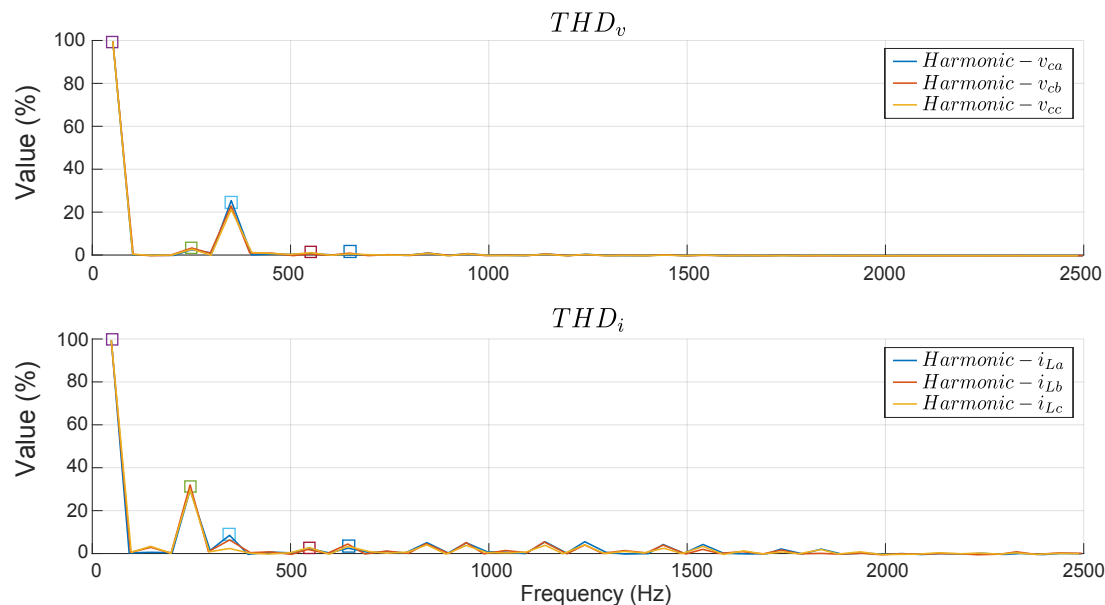


Figura 4.24: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 7.

una carga resistiva que demanda 1400 W. La red generada se puede ver en la figura 4.25 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.26.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es elevada, tabla 4.13, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga no cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador no es capaz de atenuar el séptimo armónico, incluso lo magnifica, y no atenúa lo suficiente ni el quinto ni el undécimo armónico .

EXPERIMENT 8 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	13,14 %	46,88 %
<i>b</i>	13,21 %	46,56 %
<i>c</i>	11,02 %	46,40 %

Tabla 4.13: Resultados del experimento 8.

Experimento 9

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador, con una carga resistiva que demanda 1400 W, en paralelo a una carga resistiva pura trifásica que demanda 5 KW. La red generada se puede ver en la figura 4.27 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 4.28.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es elevada, tabla 4.14, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga no cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

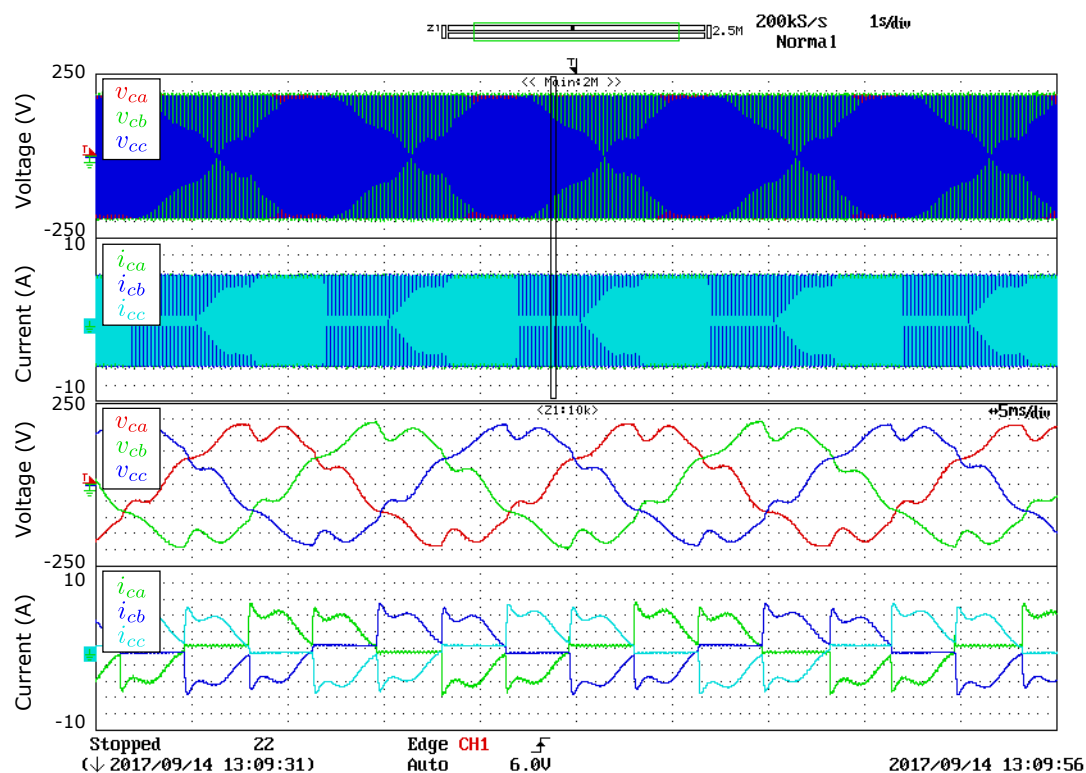


Figura 4.25: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 8 en ejes abc.

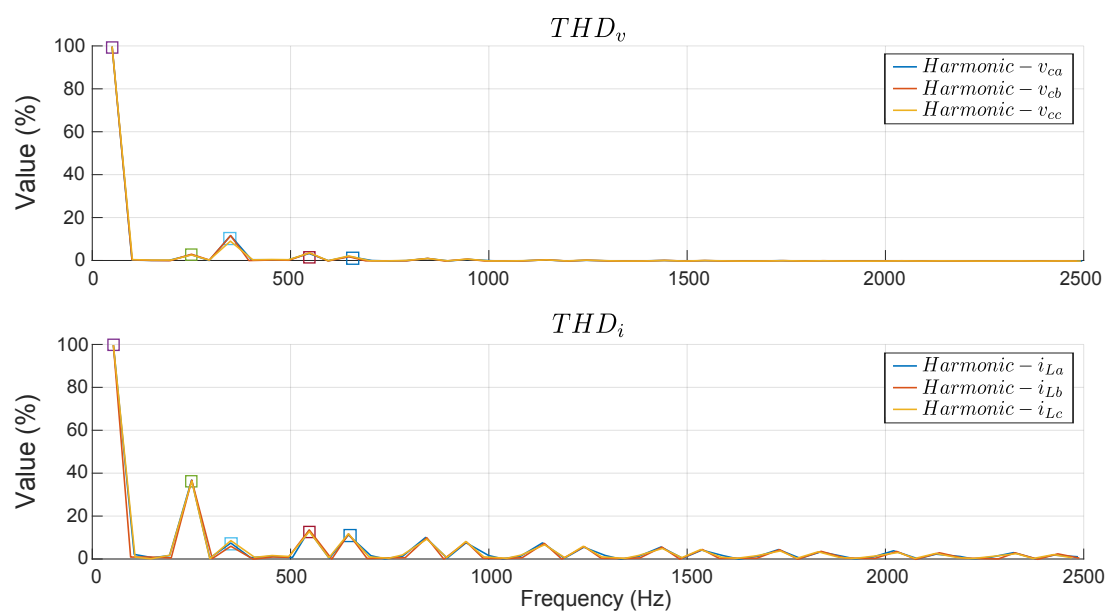


Figura 4.26: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 8.

Este es un experimento menos exigente que el experimento 6,7 y 8 ya que la carga resistiva pura conectada mejora el contenido en armónicos demandado por la corriente. Aún así, el controlador no es capaz de atenuar el séptimo armónico, incluso lo magnifica, y no atenúa lo suficiente ni el quinto.

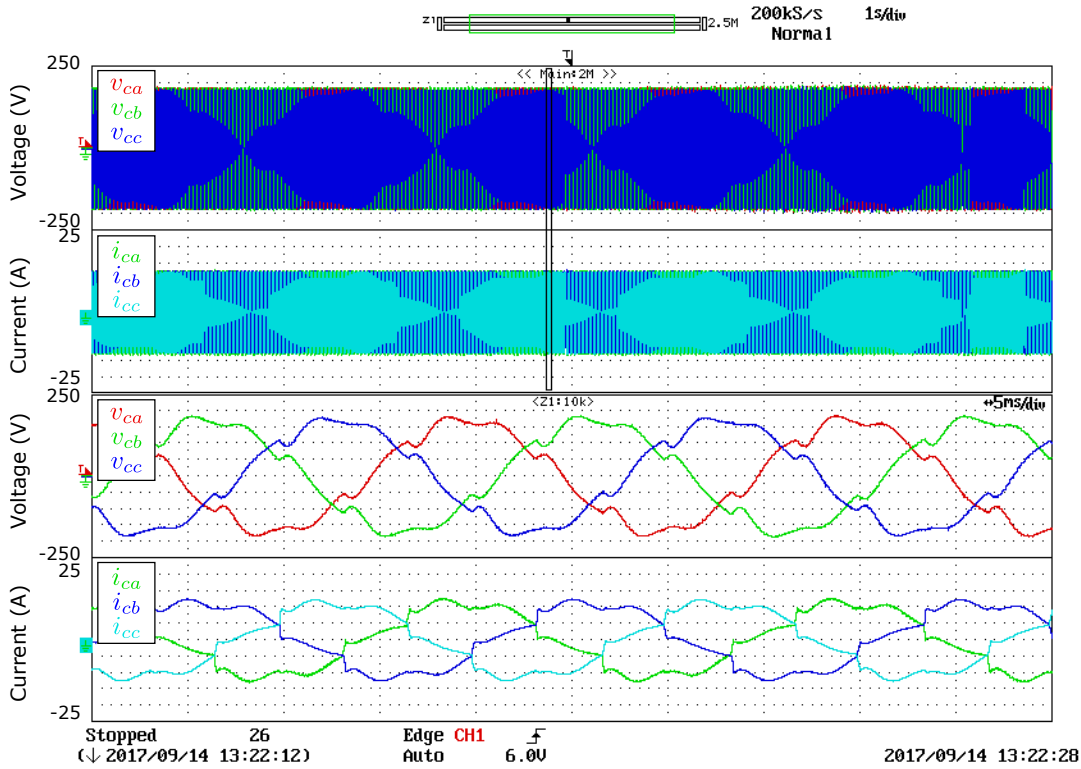


Figura 4.27: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 9 en ejes abc.

EXPERIMENT 9 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	11,19 %	14,82 %
<i>b</i>	10,10 %	15,10 %
<i>c</i>	9,94 %	14,78 %

Tabla 4.14: Resultados del experimento 9.

Experimento 10

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio de referencia en la tensión de consigna. Se pasa de tener una consigna de $170V_p$ por fase a $50V_p$ por fase.

La red generada se puede ver en la figura 4.29 en ejes abc y en la figura 4.30 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 4.15, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 1 vez el periodo de la red generada (T_1) y no existe sobreimpulso.

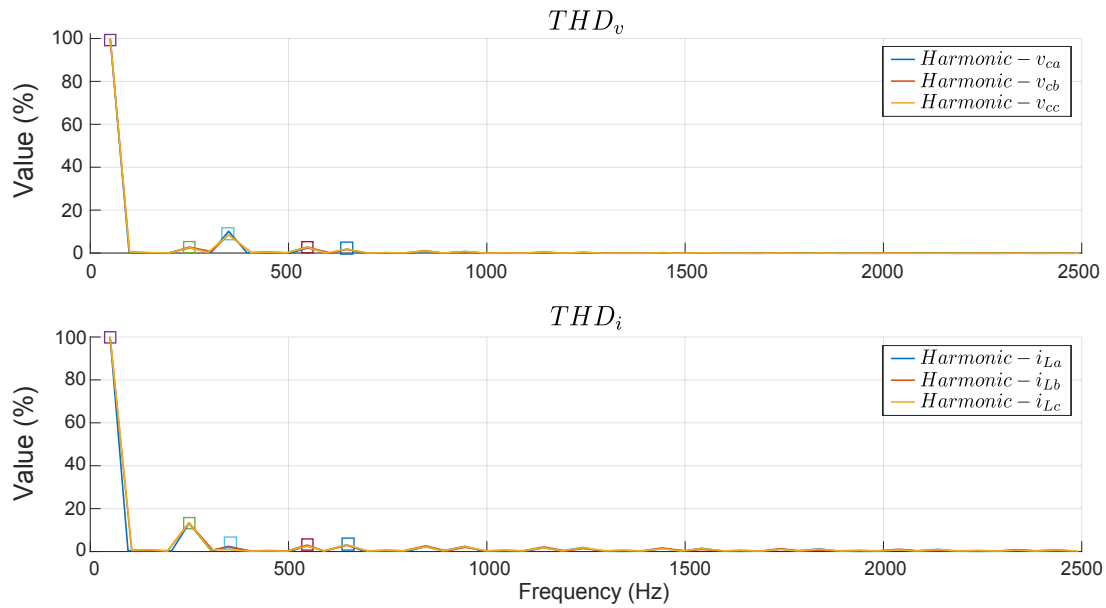


Figura 4.28: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida como en la corriente de la carga, para el experimento 9.

Es importante resaltar que la adquisición por el DSP de la tensión del DC-Bus no es buena y por ello parece que oscila mucho, pero esta se mantiene constante a 565 V.

EXPERIMENT 10 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>t_s(s)</i>	<i>M_p(%)</i>
α	$0,50T_1$	<i>No</i>
β	$1,00T_1$	<i>No</i>

Tabla 4.15: Resultados del experimento 10.

Experimento 11

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio en la carga resistiva pura, se pasa de demandar 5 KW a demandar 15 KW.

La red generada se puede ver en la figura 4.31 en ejes abc y en la figura 4.32 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 4.16, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 0,25 veces el periodo de la red generada (T_1) y no existe sobreimpulso en la actuación.

EXPERIMENT 11 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>t_s(s)</i>	<i>M_p(%)</i>
α	$0,25T_1$	<i>No</i>
β	$0,25T_1$	<i>No</i>

Tabla 4.16: Resultados del experimento 11.

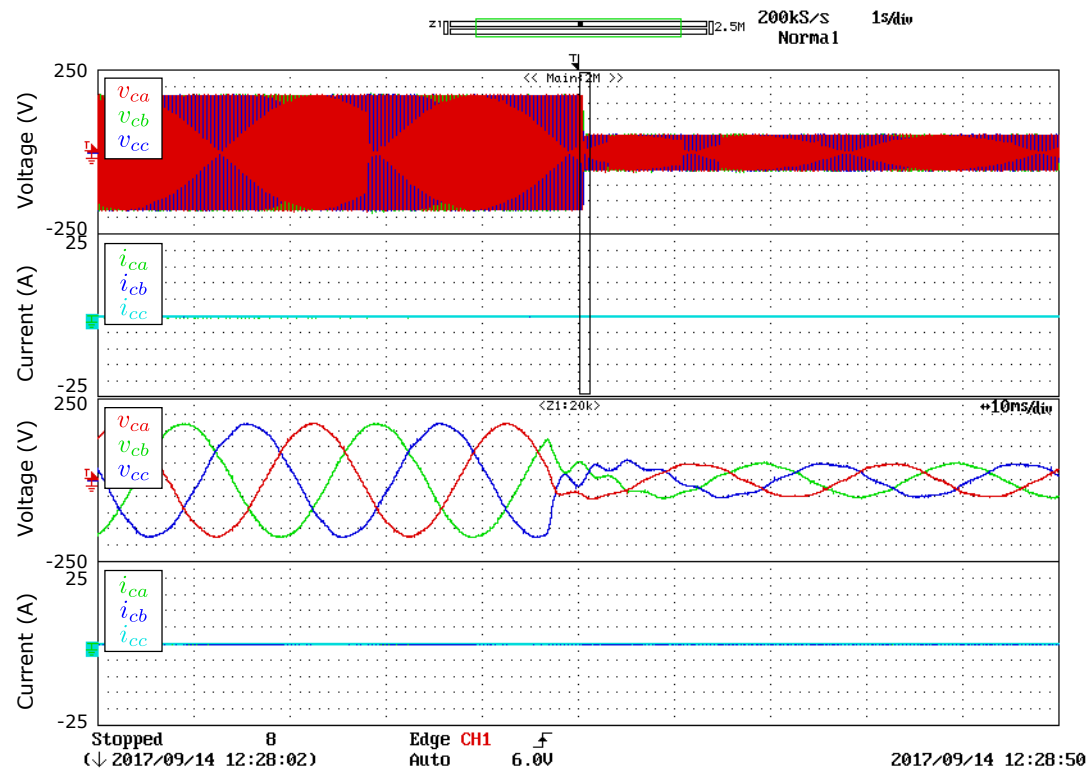


Figura 4.29: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 10 en ejes abc.

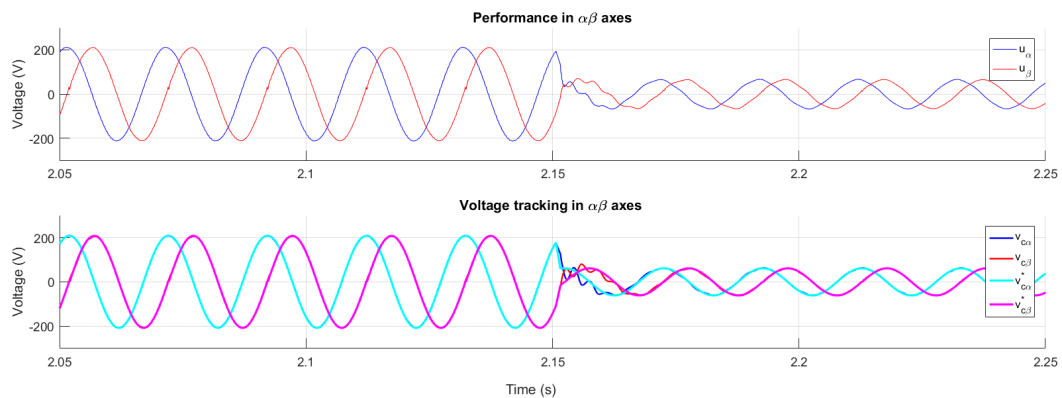


Figura 4.30: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 10 en ejes $\alpha\beta$.

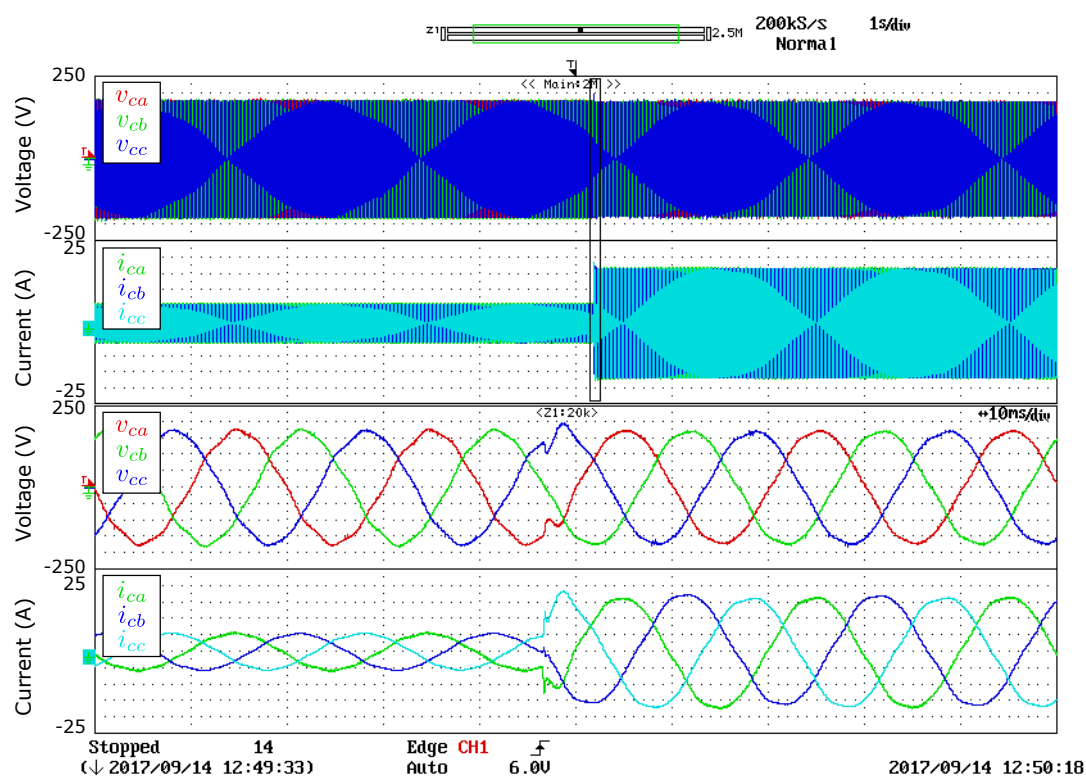


Figura 4.31: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 11 en ejes abc.

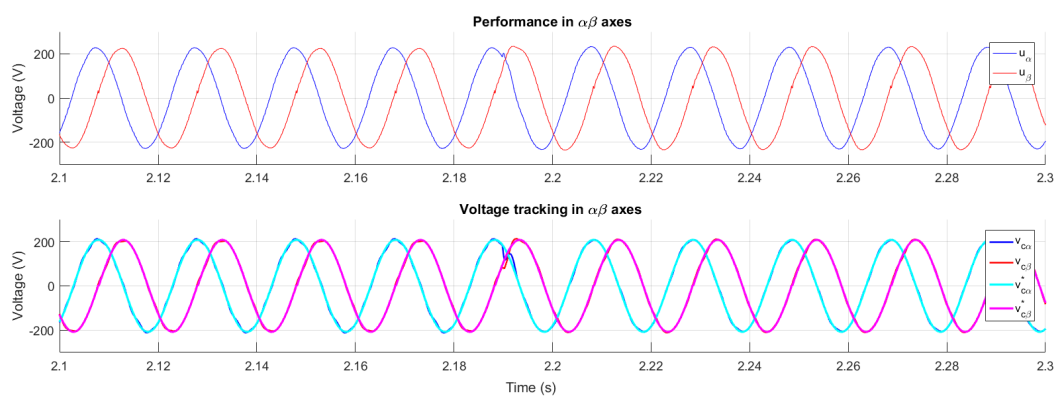


Figura 4.32: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 11 en ejes $\alpha\beta$.

Experimento 12

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio en la carga del rectificador, se pasa de demandar 640 W a demandar 1400 W.

La red generada se puede ver en la figura 4.33 en ejes abc y en la figura 4.34 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 4.17, no se puede determinar el tiempo de establecimiento ni el sobreimpulso de la actuación por el elevado contenido en armónicos de la tensión de salida.

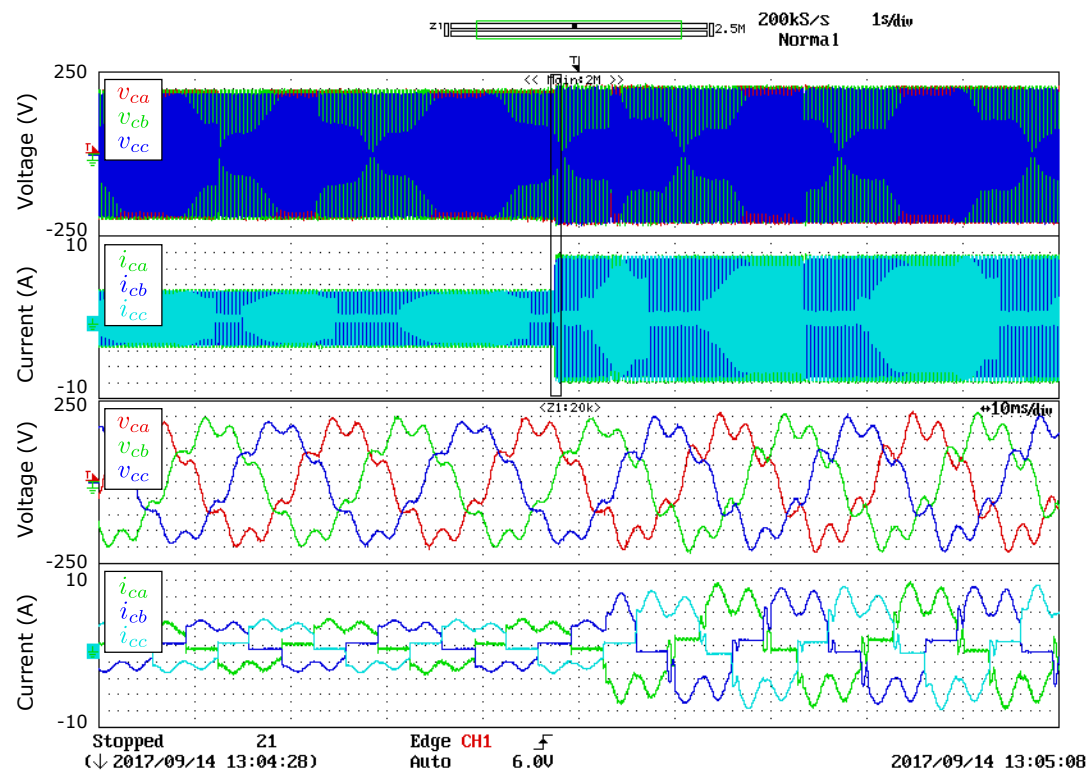


Figura 4.33: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 12 en ejes abc.

EXPERIMENT 12 RESULTS VALUES		
Phase	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
α	—	—
β	—	—

Tabla 4.17: Resultados del experimento 12.

Experimento 13

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante la conexión en paralelo de la carga resistiva pura trifásica de 5 KW al rectificador con carga resistiva de 640 W.

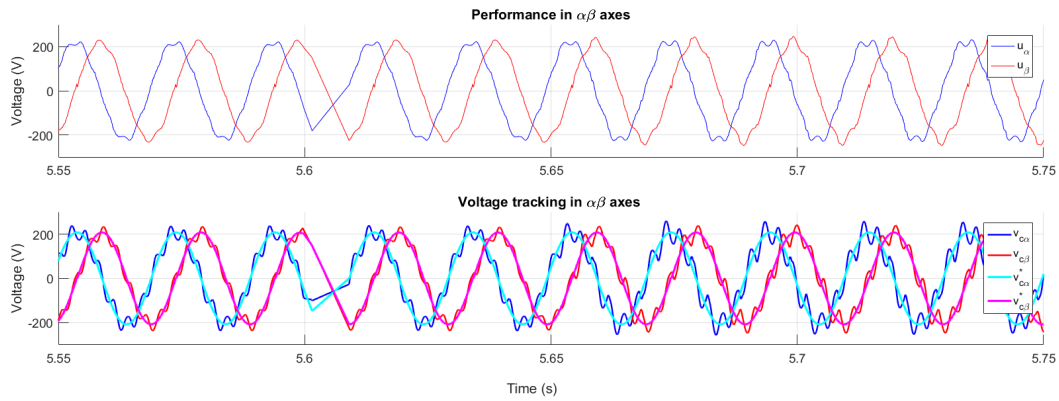


Figura 4.34: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 12 en ejes $\alpha\beta$.

La red generada se puede ver en la figura 6.30 en ejes abc y en la figura 6.31 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 4.18, no se puede determinar el tiempo de establecimiento ni el sobreimpulso de la actuación por el elevado contenido en armónicos de la tensión de salida.

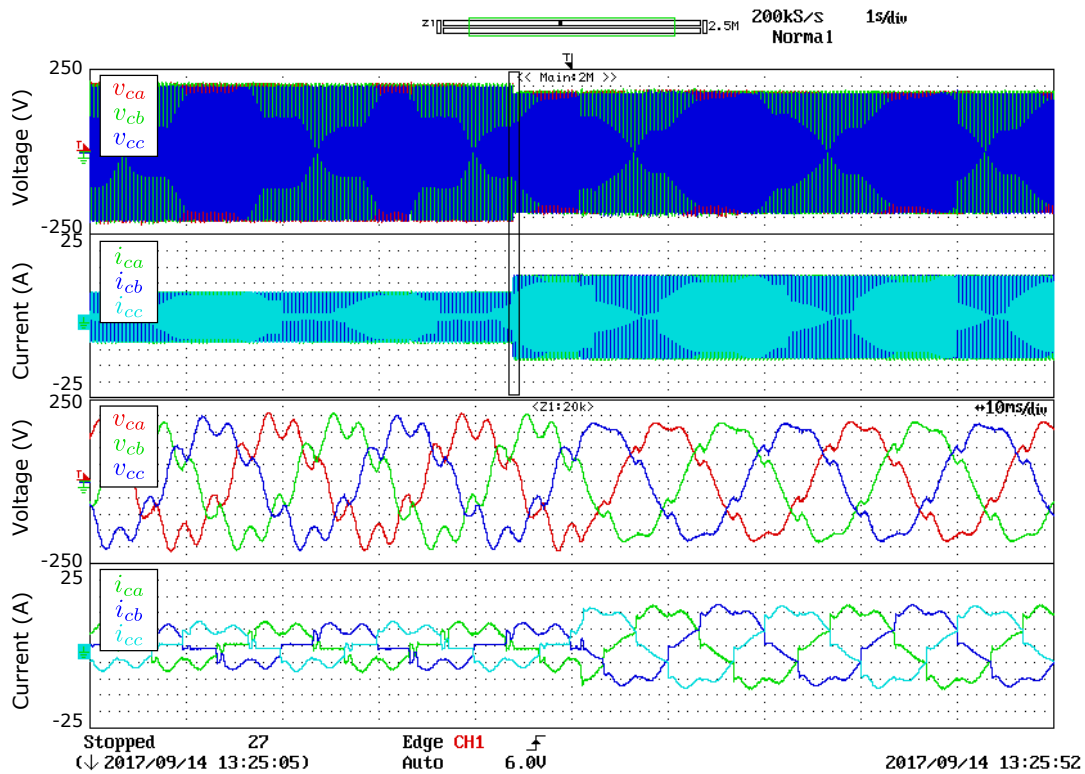


Figura 4.35: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 13 en ejes abc.

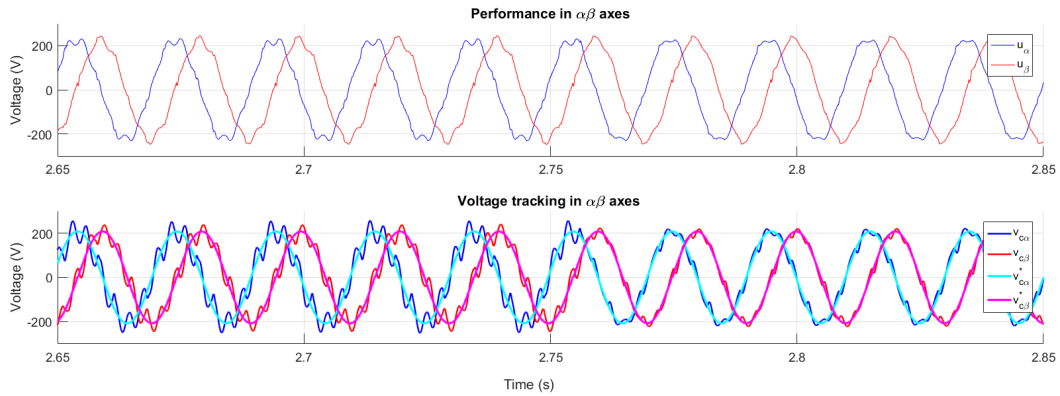


Figura 4.36: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 14 en ejes $\alpha\beta$.

EXPERIMENT 13 RESULTS VALUES		
Phase	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
α	—	—
β	—	—

Tabla 4.18: Resultados del experimento 13.

4.5.3. Resumen de los Resultados Obtenidos

Se puede concluir que el controlador cumple con todas las especificaciones con cargas lineales pero no ocurre así con cargas no lineales conectadas al convertidor. Se pueden ver los resultados en la tabla 4.19 y 4.20.

Ante cargas no lineales no se cumple con las especificaciones. El análisis teórico de la planta controlada al igual que los resultados en simulación no concuerdan con los resultados experimentales obtenidos, por lo que se ha realizado una mala implementación del controlador sobre la plataforma experimental, hay que tener en cuenta de que los resonadores son muy estrechos por lo que ante un mínimo error numérico no se atenúa la frecuencia deseada.

Para mejorar esta implementación se podría recurrir a tablas de cosenos, es decir utilizar una tabla donde se encuentren el valor del coseno entre 0° y 360° para la frecuencia fundamental de 50 Hz e ir recorriendola varias veces más rápido según el resonador implementado.

EXPERIMENT 1-9 RESULTS VALUES											
Experiments	1	2	3	4	5	6	6-S	7	7-S	8	9
$THD_{v_{ca}}(\%)$	1,10	0,60	0,87	3,42	2,56	18,46	1,97	26,06	2,77	13,14	11,19
$THD_{v_{cb}}(\%)$	1,40	0,80	1,94	3,54	3,06	16,54	2,06	23,78	2,88	13,21	10,10
$THD_{v_{cc}}(\%)$	1,05	0,75	1,75	2,95	2,89	14,29	1,93	22,09	2,65	11,02	9,94
$THD_{i_{La}}(\%)$	1,25	0,65	-	3,44	2,63	32,74	29,29	35,28	29,29	46,88	14,82
$THD_{i_{Lb}}(\%)$	1,80	1,25	-	3,52	3,11	33,35	30,10	35,59	30,10	46,56	15,10
$THD_{i_{Lc}}(\%)$	1,33	1,15	-	2,96	2,93	32,54	29,56	33,36	29,56	46,40	14,78

Tabla 4.19: Resultados de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica AFC.

EXPERIMENT 10-13 RESULTS VALUES				
<i>Experiments</i>	10	11	12	13
$t_{s\alpha(s)}$	$0,50T_1$	$0,25T_1$	-	-
$t_{s\beta(s)}$	$1,00T_1$	$0,25T_1$	-	-
$M_{pu\alpha}(\%)$	No	No	-	-
$M_{pu\beta}(\%)$	No	No	-	-

Tabla 4.20: Resultados de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica AFC.

Capítulo 5

Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica AFC y QFT

5.1. Introducción

En este capítulo se incluye la descripción detallada del diseño del controlador de tensión realizado con la técnica *AFC* (lazo externo) y *QFT* (lazo interno). El capítulo se estructura en las siguientes apartados:

1. Objetivos y especificaciones
2. Diseño razonado
3. Análisis teórico de la planta controlada
4. Implementación del controlador en la plataforma experimental
5. Verificación del diseño

El diseño del controlador de estabilización se realizará en el dominio continuo w con la técnica *QFT* mientras que el controlador externo se realizara directamente en el **dominio discreto** z con la técnica *AFC*.

5.1.1. Especificaciones

Especificación de robustez

Para que el sistema sea robusto y no se vea afectado ante la variación de los parámetros de la planta se impone que el máximo valor del modulo de la función de sensibilidad del lazo exterior sea de 6dB ($|S_{max}(z)| = 6dB$).

$$|S(z)| = \left| \frac{1}{1+C(z)G(z)} \right| = \left| \frac{1}{1+L(z)} \right| \leq 6dB \quad (5.1)$$

Especificación de tracking

El tiempo de establecimiento, t_s para ambos ejes, $\alpha\beta$ no debe de ser mayor a dos veces el periodo de la red generada $1/f_1$ s.

$$\frac{2}{f_1} = \frac{2}{50} = 40ms \leq t_s \quad (5.2)$$

Especificación ante perturbaciones

Para poder definir bien la especificación ante perturbaciones es necesario considerar la peor carga que se puede conectar, en este caso un rectificador en puente de tiristores con carga R.

Al considerar esta carga, y para lograr los objetivos de control es necesario atenuar los armónicos 5,7,11,13, es decir, los impares y que no son múltiplos de tres. Por esta razón, la ganancia de la función de sensibilidad para estas frecuencias debe de ser lo más cercana a cero posible.

$$|S_5(z)| \approx |S_7(z)| \approx |S_{11}(z)| \approx |S_{13}(z)| \approx 0 \quad (5.3)$$

Especificación de actuación

Para seguir referencias a la frecuencia fundamental f_1 y atenuar las perturbaciones a las frecuencias f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} es necesario que a dichas frecuencias el controlador pueda actuar.

En cualquier caso se debe de evitar que la actuación sobremodule, es decir, sea mayor a $V_{DC}/2$ en amplitud y ejes abc o $(\sqrt{2}V_{DC})/(2\sqrt{3})$ en amplitud y ejes $\alpha\beta$. Si el controlador sobremodula se generan armónicos indeseados en la señal de salida aunque si esto ocurre durante un breve periodo de tiempo no es problemático.

$$u_{abc_p} < \frac{V_{DC}}{2} \quad (5.4)$$

5.2. Diseño Razonado

5.2.1. Pasos de diseño

El diseñador debe sintetizar dos controladores, el controlador del lazo interno ($C(z)$) y el controlador del lazo externo ($C_{AFC}(z)$). El proceso de síntesis esquemático de ambos controladores se puede ver en la figura 5.1.

Es importante resaltar que la planta que se tiene en cuenta es $G'_G(w)$, en la cual se incluye la dinámica de la carga. En este caso y para ilustrar la técnica de diseño se utiliza una carga RLC conectada en serie, y solamente se realizarán experimentos en simulación. El valor de los parámetros de la carga que se puede conectar se puede ver a continuación, donde, se tiene en cuenta la variabilidad del condensador $C_2 = [C/10, 10C]$.

La variabilidad del condensador hace modificar la frecuencia de resonancia del filtro LC tal y como se puede ver en la figura 5.2. Como se puede comprobar el peor caso es $C_2 = C/10F$ puesto que se atenúa poco la resonancia y esta se sitúa a 410 Hz.

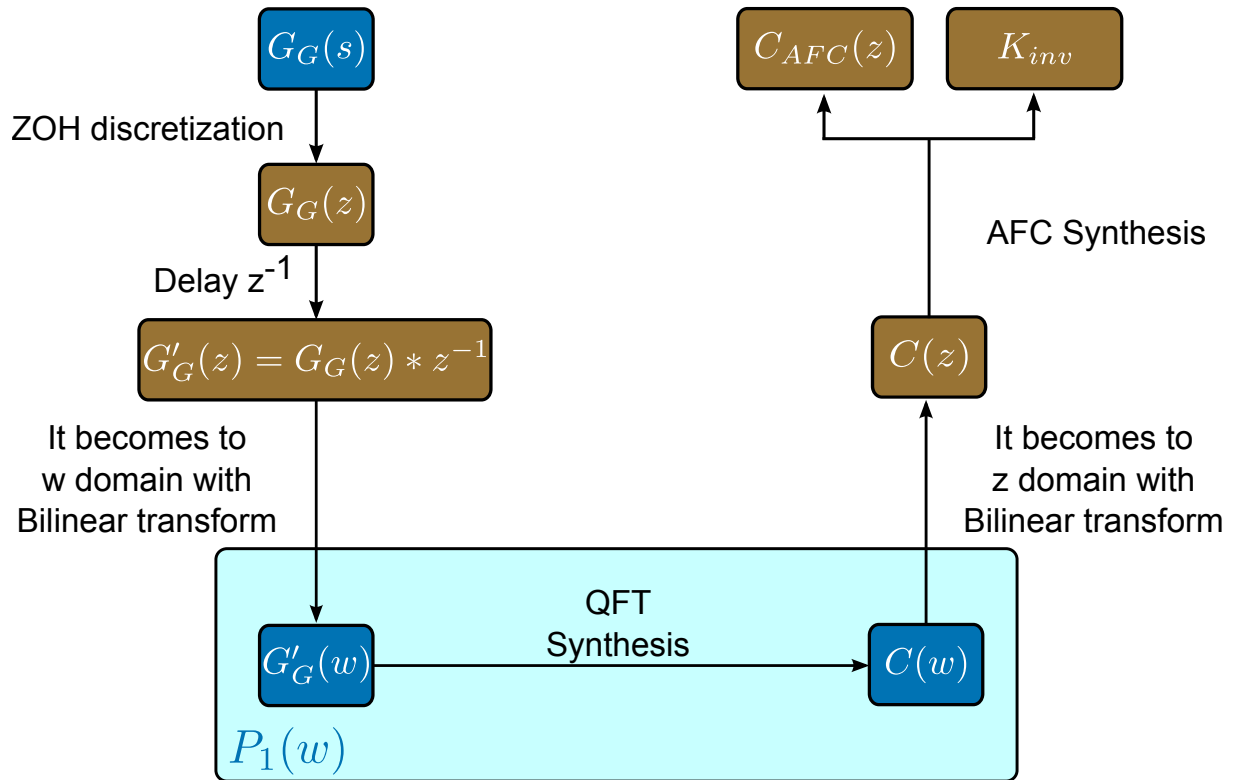


Figura 5.1: Proceso de síntesis de los controladores $C(z)$ para la técnica QFT y $C_{AFC}(z)$ para la técnica AFC.

RLC SERIES PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-5}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-6}F - 4 \cdot 10^{-4}F$

Tabla 5.1: Parámetros de la carga RLC series considerada.

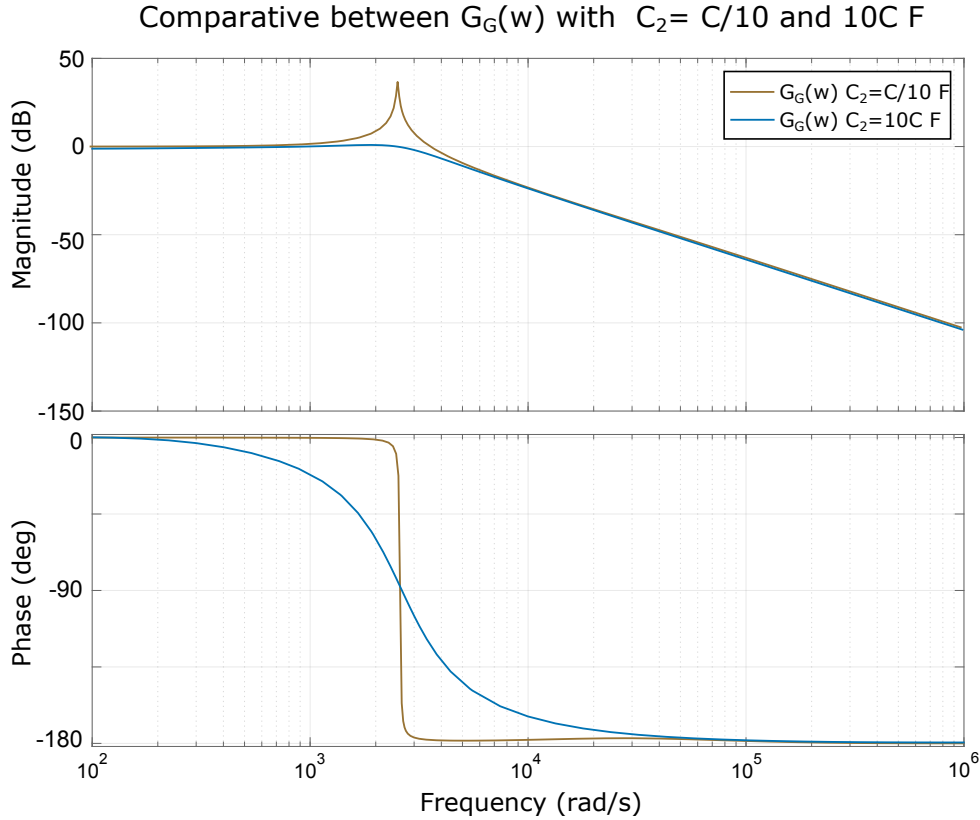


Figura 5.2: Diagrama de Bode para $G(s)$ y $G_G(s)$ para carga $R_2L_2C_2$ en serie donde C_2 varia entre $10C$ F y $C/10$ F, $R_2 = 10 \Omega$ y $L_2 = L/100$ H.

5.2.2. Sintetizado del controlador del lazo interno, $C(z)$

El objetivo de este controlador es estabilizar la planta $G'_G(w)$ para luego poder agregar los resonadores necesarios que son la esencia de la técnica AFC. La planta estabilizada $P_1(z)$ debe de ser robusta ($S(z) < 6dB$) y tener un margen de ganancia y fase aceptables.

Por esta razón, la única especificación que se define en la toolbox que permite utilizar la técnica QFT es de robustez. Por otro lado, el ancho de banda máximo para que la actuación del controlador no sea muy elevada se ha determinado experimentalmente y es de 1100 rad/s , $w_c = 1100 \text{ rad/s}$.

El proceso de diseño es sencillo y visual. Se parte de la planta no controlada que se puede ver en la figura 5.3, el objetivo es que cada punto más restrictivo para cada frecuencia a estudiar debe quedar por fuera de su bound correspondiente.

Para realizar el controlador simplemente se agrega un Notch a 410 Hz , que es donde se sitúa la resonancia, y se ajusta la ganancia del controlador hasta lograr un ancho de banda de aproximadamente 1100 rad/s . El diagrama de Nichols resultante se puede ver en la figura 5.4.

Teniendo el controlador en el dominio continuo w es necesario pasarlo al dominio discreto z con la transformada bilineal de Tustin realizando el prewarping en la frecuencia $w_{res} = 410 \text{ Hz}$. La función de transferencia del controlador $C(z)$ se muestra a continuación y el diagrama de Bode de la misma en la figura 5.5.

$$C(z) = \frac{0,976z^2 - 1,883z + 0,972}{z^2 - 1,54z + 0,5932} \quad (5.5)$$

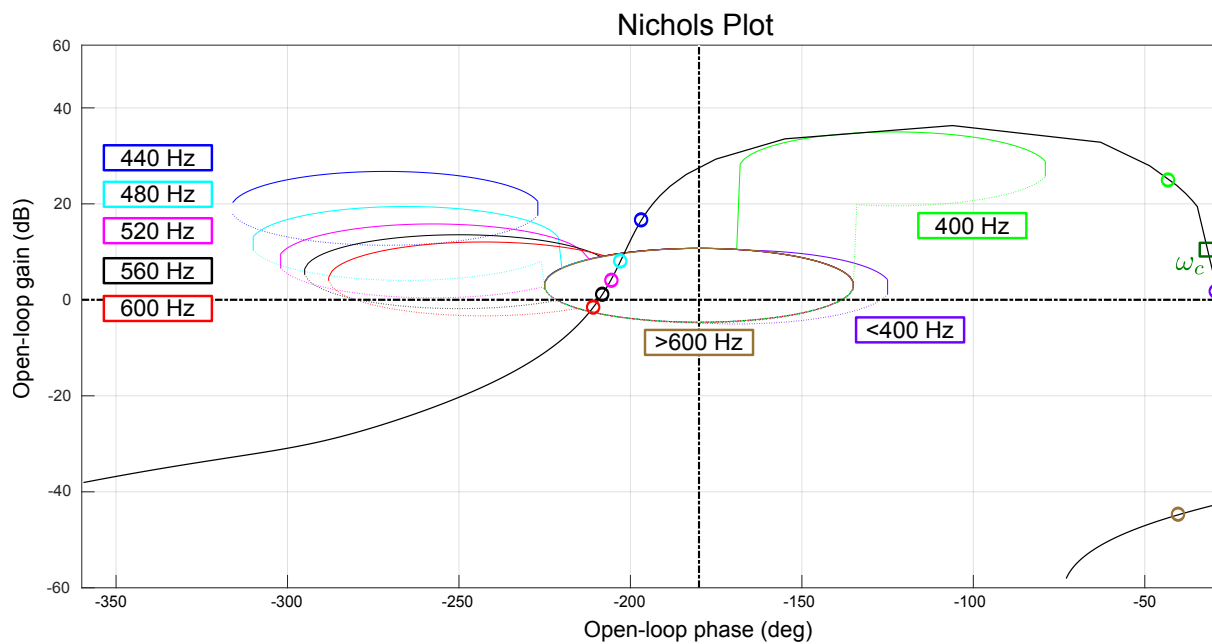


Figura 5.3: Diagrama de Nichols de la planta sin controlar.

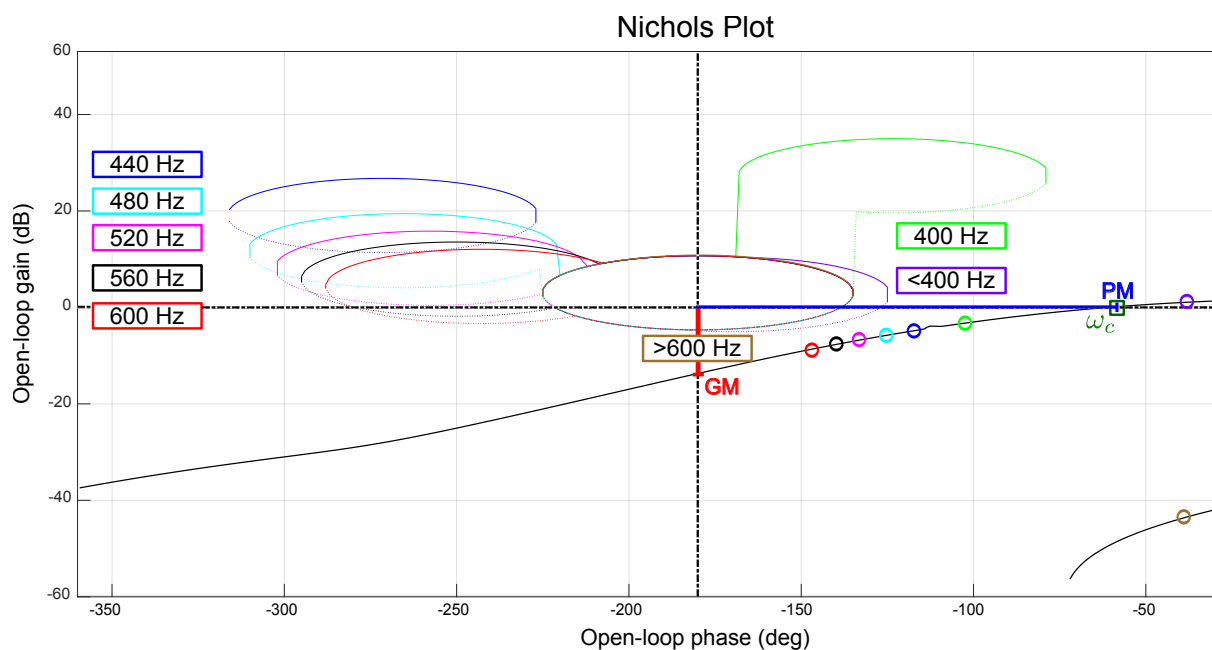


Figura 5.4: Diagrama de Nichols de la planta controlada.

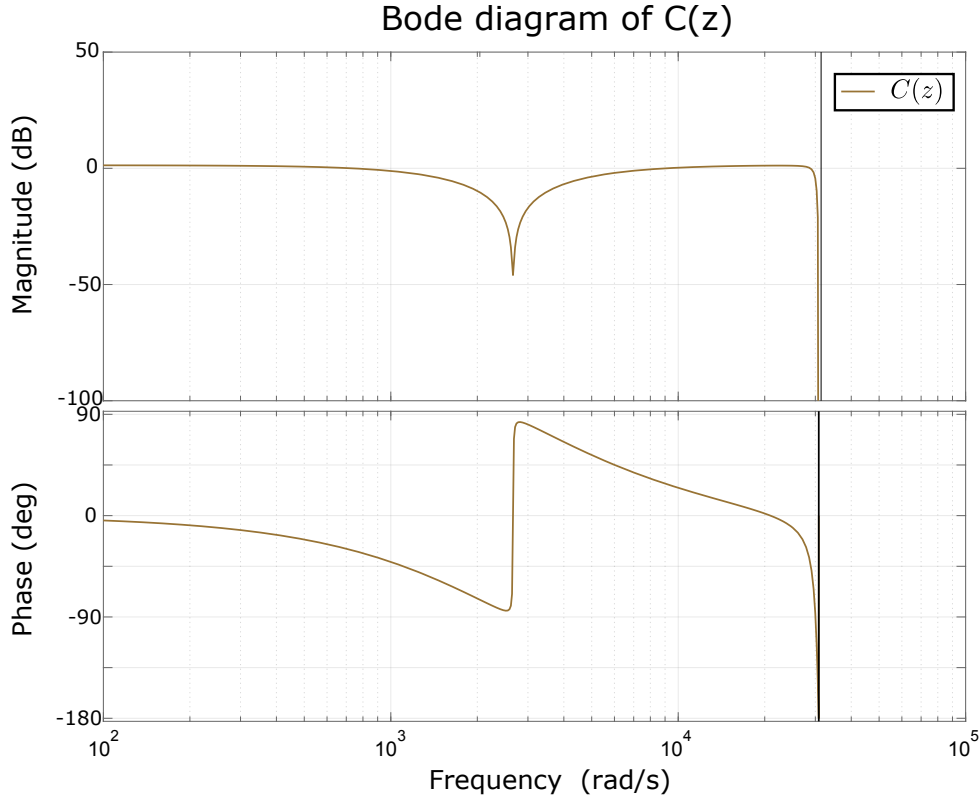


Figura 5.5: Diagrama de Bode del controlador de estabilización $C(z)$.

El margen de ganancia es de 15.6 dB ($GM = 15,6dB$), el margen de fase es de 123.2° ($PM = 123,2$) y el máximo valor de la función de sensibilidad es de 3 dB ($S_{max}(z) = 3dB$) tal y como se puede ver en las figuras 5.6 y 5.7. Por lo tanto, el lazo interno es estable y robusto.

5.2.3. Sintetizado del controlador del lazo externo, $C_{AFC}(z)$ y K_{inv}

El lazo externo tiene dos funciones de transferencia a diseñar, el controlador $C_{AFC}(z)$ y K_{inv} .

Diseño de $C_{AFC}(z)$

El sintetizado del controlador $C_{AFC}(z)$ es la parte fundamental de esta técnica y se define, en este caso, de la siguiente manera.

$$C_{AFC}(z) = K_0 + \sum_{k=1}^5 R_k(z) \quad (5.6)$$

El objetivo es añadir los resonadores $R_k(z)$ necesarios para cumplir con las especificaciones, por lo que se añaden cinco resonadores en total. El primero de ellos, colocado a f_1 Hz se requiere para realizar el tracking a dicha frecuencia, el resto de resonadores situados a f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} Hz se utilizan para eliminar el contenido armónico a dichas frecuencias.

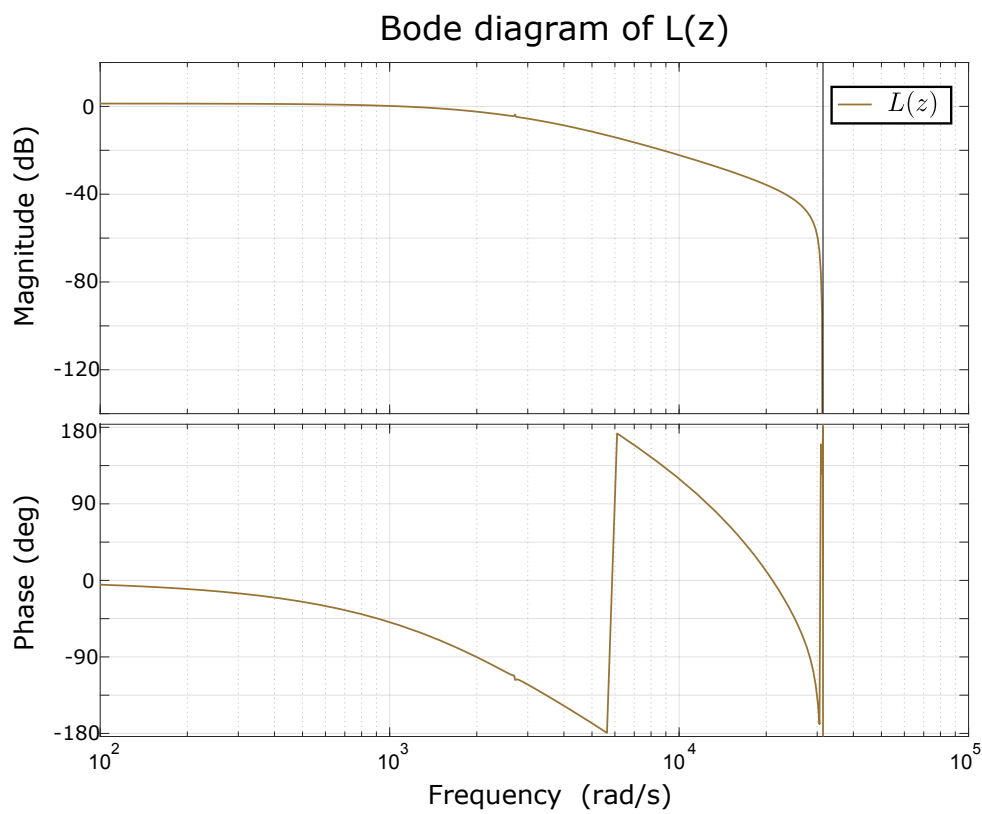


Figura 5.6: Diagrama de Bode de la función de lazo del lazo interno $L(z)$.

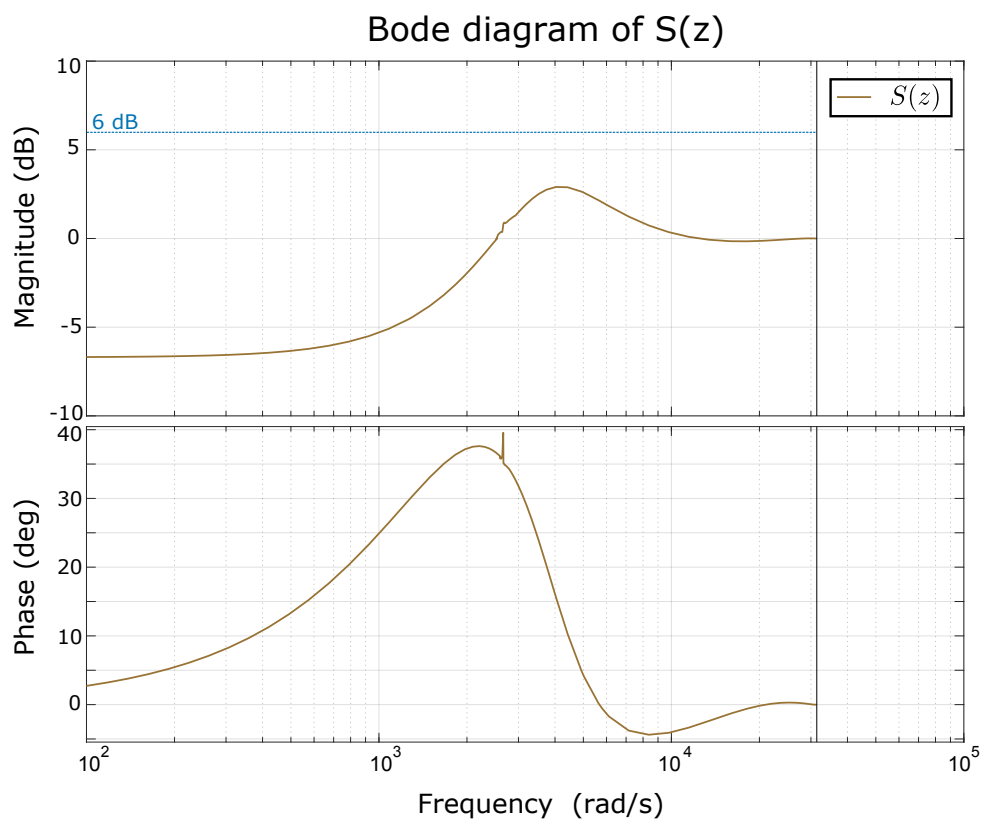


Figura 5.7: Diagrama de Bode de la función de sensibilidad del lazo interno $S(z)$.

Cada resonador sigue la función de transferencia 5.7 y los parámetros que definen los mismos se pueden encontrar en la tabla 5.2.

$$R_k(z) = g_k \frac{\cos(\phi_k)z^2 - \cos(\omega_k T_s + \phi_k)z}{z^2 - 2\cos(\omega_k T_s)z + 1} \quad (5.7)$$

Para elegir las ganancias g_k se ha seguido un perfil hiperbólico, dotando de mayor ganancia a las bajas frecuencias puesto que las perturbaciones son mayores que a altas frecuencias.

Por otro lado, se iguala ϕ_k a la fase de la función de transferencia $P_1(z)$, figura 4.5, para la frecuencia w_k tal y como se indica en la expresión 5.8.

$$\phi_k = \angle P_1(z_k), z_k = e^{jw_k T_s} \quad (5.8)$$

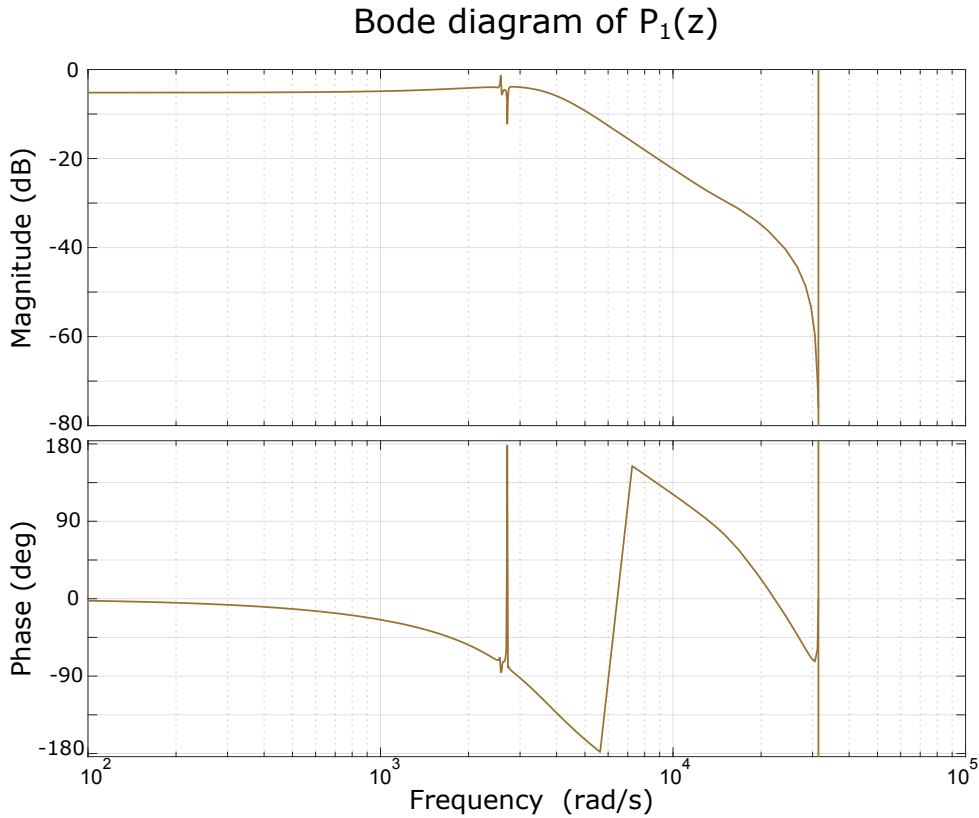


Figura 5.8: Diagrama de Bode de la función en lazo cerrado del lazo interior $P_1(z)$.

La ganancia para bajas frecuencias del controlador, K_0 , se iguala a 0,010 concluyendo así el proceso de diseño de $C_{AFC}(z)$ cuyo diagrama de Bode se puede ver en la figura 5.9.

Diseño de K_{inv}

La ganancia del Feed-Forward, en rigor, no es un parámetro de diseño, ya que viene impuesta por el paso anterior.

Se define como la ganancia de la inversa de $P_1(z)$ para la frecuencia de tracking w_1 tal y como se indica en la expresión 5.9.

$$K_{inv} = |1/P_1(z_1)| = 1,811, z_1 = e^{j2\pi w_1 T_s} \quad (5.9)$$

RESONATORS PARAMETER VALUES			
<i>Res.nº.</i>	$\omega_k(\text{rad/s})$	$\phi_k(\text{rad})$	g_k
1	$2\pi 50$	-0,1292	0,0250
5	$2\pi 250$	-0,6999	0,0050
7	$2\pi 350$	-1,0472	0,0020
11	$2\pi 550$	-1,9199	0,0005
13	$2\pi 650$	-2,3387	0,0002

Tabla 5.2: *Parámetros de los resonadores que forman el controlador $C_{AFC}(z)$.*

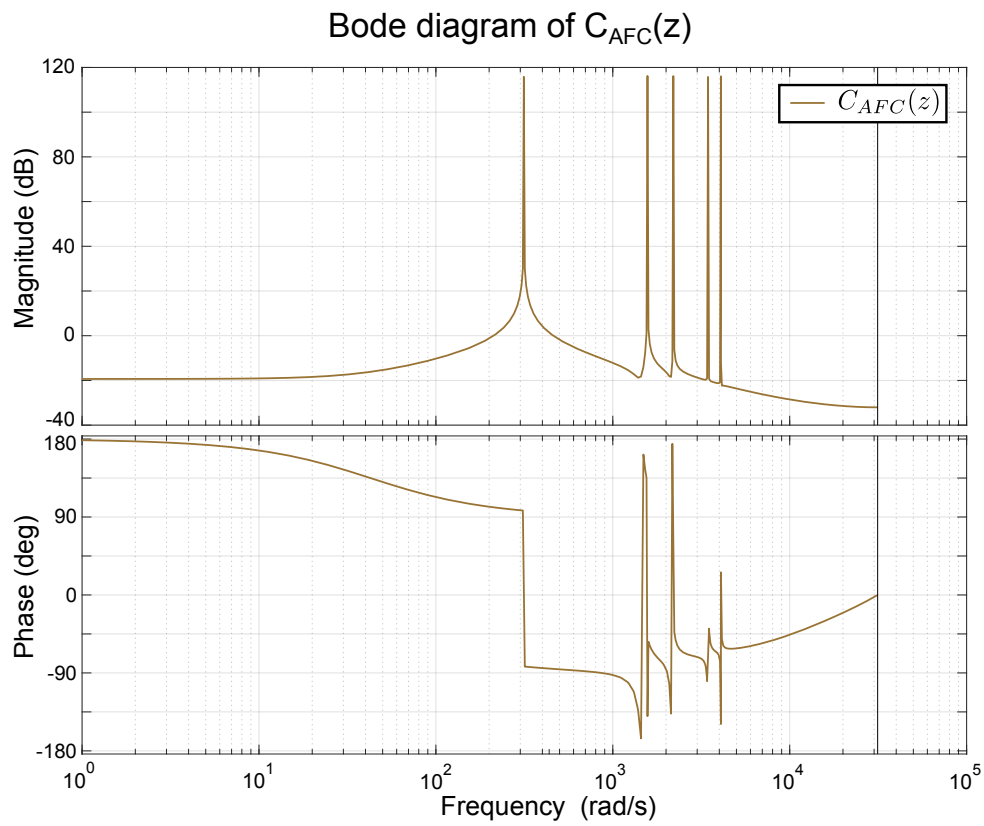


Figura 5.9: *Diagrama de Bode del controlador del lazo externo $C_{AFC}(z)$.*

5.3. Análisis Teórico de la Planta Controlada

Antes de realizar experimentos en simulación es interesante analizar la planta controlada a través de las diferentes funciones de transferencia de interés $L_{AFC}(z)$ y $S_{AFC}(z)$.

La función de lazo $L_{AFC}(z) = C_{AFC}(z)P_1(z)$, figura 5.10, es la función que se diseña al tratarse de una técnica clásica y relaciona la salida y la entrada del sistema en lazo abierto. Como se puede observar tiene una alta ganancia, $|L_{AFC}(z)|$, a f_1, f_5, f_7, f_{11} y f_{13} Hz, por lo que atenúa, en principio, las perturbaciones a dichas frecuencias.

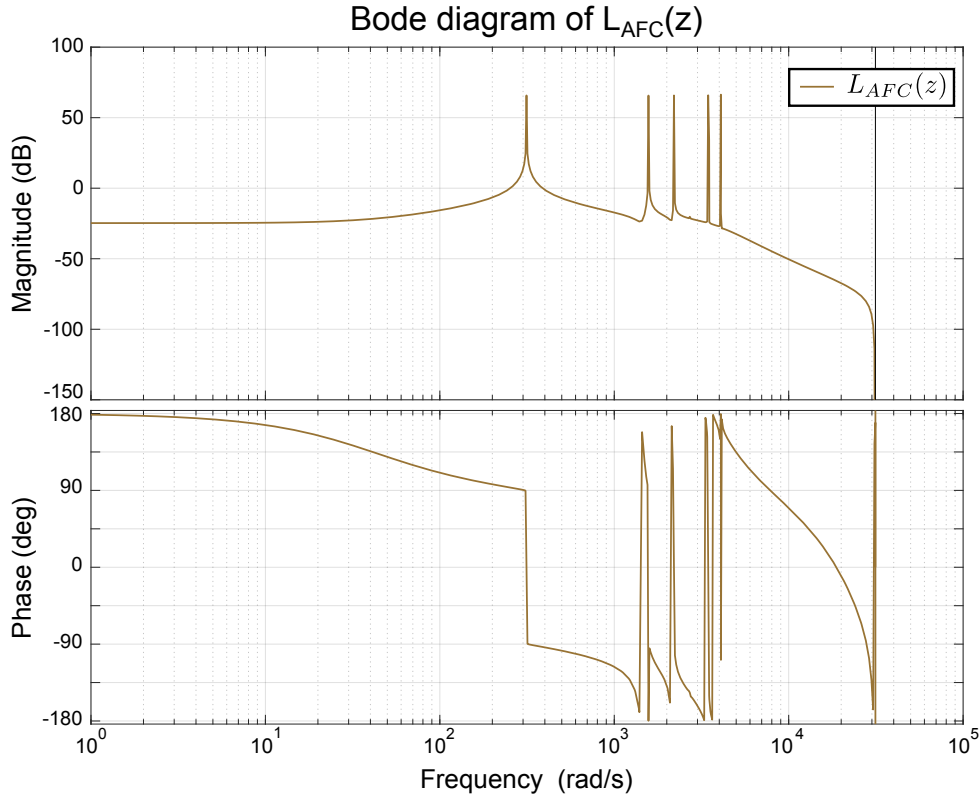


Figura 5.10: Diagrama de Bode de $L_{AFC}(z)$.

La función de sensibilidad $S_{AFC}(z)$, figura 5.11, relaciona la salida del sistema con las perturbaciones que afectan directamente a la salida del sistema. Como se puede ver $|S_{AFC}(z)|$ tiene un valor muy bajo a las frecuencias deseadas y no supera los 6 dB en ningún caso, por lo que el controlador es robusto y atenúa las perturbaciones consideradas.

5.4. Verificación del Diseño

Para verificar el diseño solamente se realiza un experimento en simulación con la carga RLC series, ya que los resultados obtenidos teóricos obtenidos son muy similares a los expuestos en el capítulo 4, y por lo tanto, los resultados experimentales también lo serán.

El objetivo de esta simulación es conocer como se comporta el sistema, características de la tensión de salida y actuación, ante una carga RLC Series que se indica en la tabla 5.3.

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 5.4, apenas supera el 1 % en una de sus fases, a su vez la actuación se encuentra en

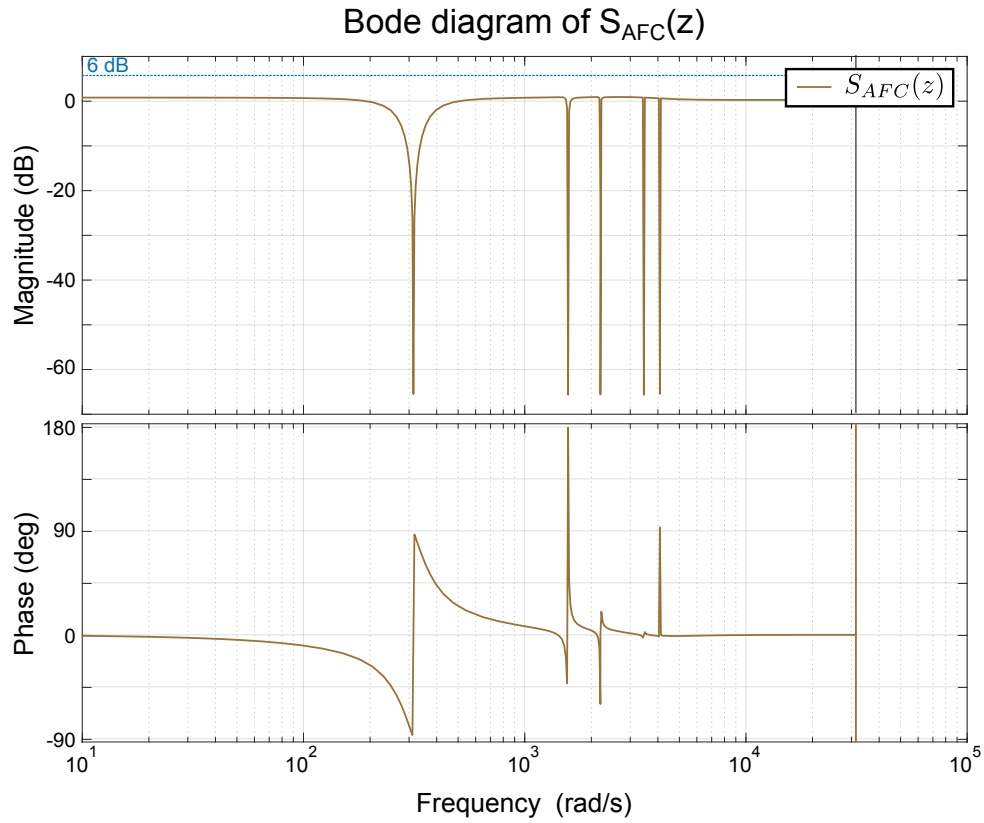


Figura 5.11: *Diagrama de Bode de $S_{AFC}(z)$.*

RLC SERIES PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-5}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-4}F$

Tabla 5.3: *Parámetros del experimento. Carga RLC Series.*

la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 5.12 .

RLC SERIES RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	1,10 %	1,30 %
<i>b</i>	0,76 %	1,12 %
<i>c</i>	0,82 %	1,20 %

Tabla 5.4: Resultados del experimento. Carga RLC Series.

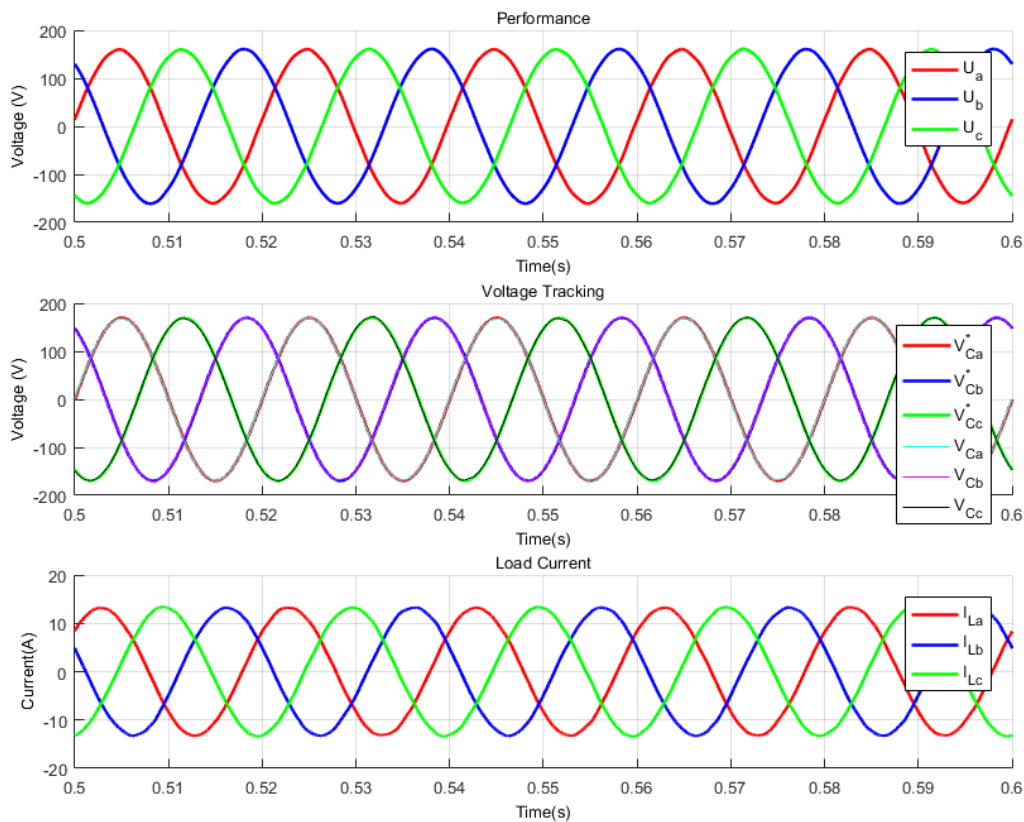


Figura 5.12: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga RLC Serie.

Se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Capítulo 6

Diseño y Verificación del Controlador en Tiempo Discreto Realizado Mediante la Técnica \mathcal{H}_∞

6.1. Introducción

En este capítulo se incluye la descripción detallada del diseño del controlador de tensión realizado con la técnica H_∞ . El capítulo se estructura en las siguientes apartados:

1. Objetivos y especificaciones
2. Diseño Razonado
3. Análisis teórico de la planta controlada
4. Implementación del controlador en la plataforma experimental
5. Verificación del diseño

El diseño del controlador se realizara en el **dominio continuo** w ya que, las funciones de Matlab utilizadas no dan buenos resultados diseñando directamente en el dominio discreto z .

6.2. Objetivos y Especificaciones

6.2.1. Objetivos

El principal objetivo de este controlador es seguir perfectamente, con error nulo, referencias sinusoidales a 50 Hz en vacío y ante cargas lineales (RLC series, RLC paralelo) y no lineales (Rectificador con carga R) como en los anteriores controladores.

En rigor, no sería necesario lograr este objetivo tan ambicioso ya que significa tener un $THD = 0\%$ con lograr los valores impuestos en las tablas 1.1 y 1.2 sería necesario. Sin embargo, al ser un trabajo de investigación, se intentara obtener ese objetivo.

Por otro lado el controlador debe de ser lo más rápido posible, robusto y rechazar las perturbaciones que agregan las diferentes cargas, esencialmente la carga no lineal considerada. Para lograr estos objetivos se definen las siguientes especificaciones.

6.2.2. Especificaciones

Especificación de robustez

Para que el sistema sea robusto y no se vea afectado ante la variación de los parámetros de la planta se impone que el máximo valor del modulo de la función de sensibilidad sea de 6dB ($|S_{max}(w)| = 6dB$).

$$|S(w)| = \left| \frac{1}{1+C(w)G(w)} \right| = \left| \frac{1}{1+L(w)} \right| \leq 6dB \quad (6.1)$$

Especificación de tracking

El tiempo de establecimiento, t_s para ambos ejes, $\alpha\beta$ no debe de ser mayor a dos veces el periodo de la red generada $1/f_1$ s.

$$\frac{2}{f_1} = \frac{2}{50} = 40ms \leq t_s \quad (6.2)$$

Especificación ante perturbaciones

Para poder definir correctamente la especificación ante perturbaciones es necesario considerar la peor carga que se puede conectar, en este caso un rectificador en puente de tiristores con carga R.

Al considerar esta carga, y para lograr los objetivos de control es necesario atenuar los armónicos 5,7,11,13, es decir, los impares y que no son múltiplos de tres. Por esta razón, la ganancia de la función de sensibilidad para estas frecuencias debe de ser lo más cercana a cero posible.

$$|S_5(w)| \approx |S_7(w)| \approx |S_{11}(w)| \approx |S_{13}(w)| \approx 0 \quad (6.3)$$

Especificación de actuación

Para seguir referencias a la frecuencia fundamental f_1 y atenuar las perturbaciones a las frecuencias f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} es necesario que a dichas frecuencias el controlador pueda actuar.

En cualquier caso se debe de evitar que la actuación sobremodule, es decir, sea mayor a $V_{DC}/2$ en amplitud y ejes abc o $(\sqrt{2}V_{DC})/(2\sqrt{3})$ en amplitud y ejes $\alpha\beta$. Si el controlador sobremodula se generan armónicos indeseados en la señal de salida aunque si estoy ocurre durante un breve periodo de tiempo no es problemático.

$$u_{abc_p} < \frac{V_{DC}}{2} \quad (6.4)$$

6.3. Diseño Razonado

6.3.1. Pasos de diseño

Lo único que el diseñador debe diseñar son los pesados, tanto el pesado de la función de sensibilidad $W_s(s)$ como el pesado de la función de actuación $W_u(s)$.

El proceso de síntesis del controlador se puede ver en la figura 6.1, donde, la única función de transferencia que se transforma al dominio w es la planta ya que hay que incluir

las dinámicas discretas citadas anteriormente. El controlador sintetizado se encuentra en el dominio w por lo que hay que traspasarlo al dominio z con el método bilinear de Tustin.

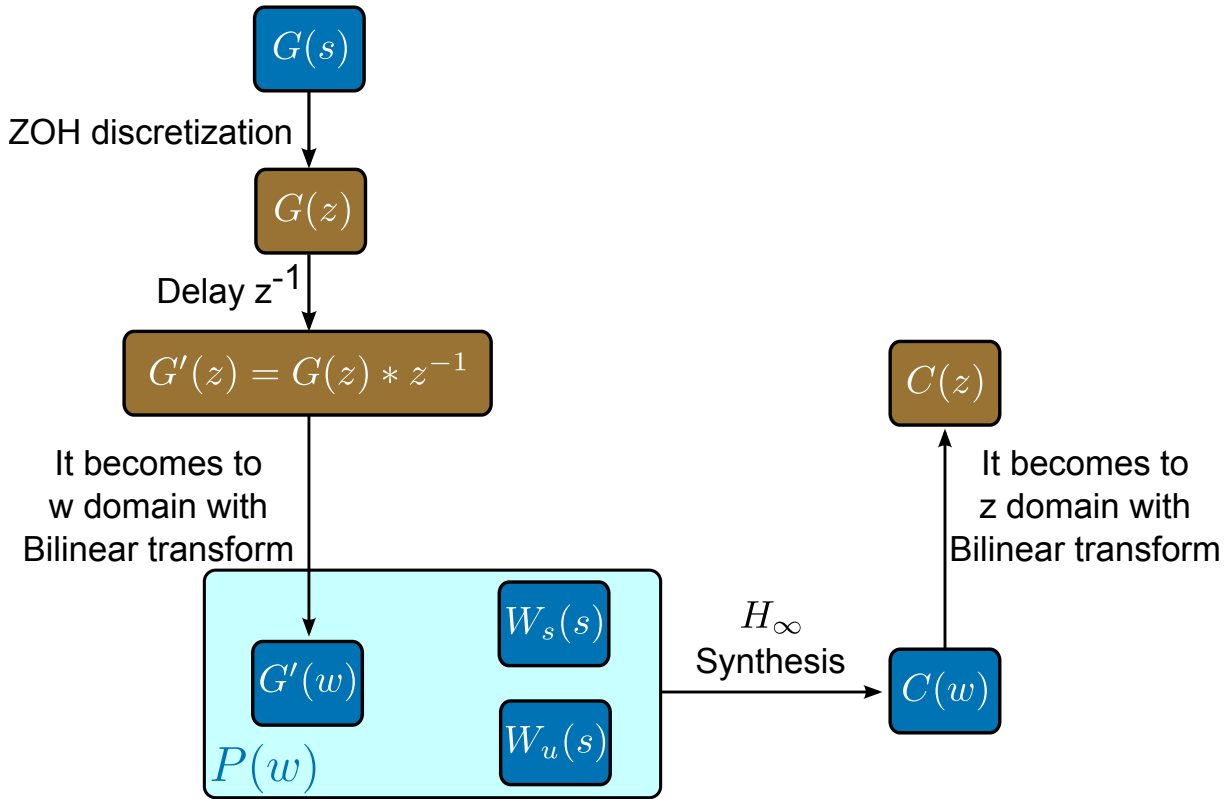


Figura 6.1: Proceso de síntesis del controlador $C(s)$ para la técnica H_∞ .

6.3.2. Diseño de los pesados

Diseño del pesado de sensibilidad $W_s(s)$

Puesto que se desea que la función de sensibilidad tienda a cero para las frecuencias f_1, f_5, f_7, f_{11} y f_{13} para seguir referencias a f_1 y atenuar perturbaciones al resto de frecuencias, es necesario que la ganancia del pesado $|W_s(s)|$ sea alta en esas frecuencias. La función de transferencia del pesado se muestra a continuación donde los valores de los diferentes parámetros se muestran en la tabla 6.1.

$$W_s(s) = K_s R_{w1}(s) R_{w5}(s) R_{w7}(s) R_{w11}(s) R_{w13}(s) \frac{1}{(1/w_s)s + 1} \quad (6.5)$$

$$R_{wi}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{ni}w_i s + w_i^2}{s^2 + 2\zeta_{di}w_i s + w_i^2} \quad (6.6)$$

Diseño del pesado de actuación $W_u(s)$

Puesto que se desea que el controlador tenga la suficiente energía de actuación (u alto) a las frecuencias f_1, f_5, f_7, f_{11} y f_{13} , el pesado no tiene que minimizar esta variable

$W_s(s)$ PARAMETER VALUES			
K_s			8
w_s rad/s			10^4
<i>Res.nº.</i>	$w_i(\text{rad/s})$	ζ_{ni}	ζ_{di}
1	$w_1 = 2\pi 50$	15,00	0,00001
5	$(2/Ts) * \tan(5 * w_1 * Ts/2)$	0,20	0,0002
7	$(2/Ts) * \tan(7 * w_1 * Ts/2)$	0,10	0,0002
11	$(2/Ts) * \tan(11 * w_1 * Ts/2)$	0,02	0,0001
13	$(2/Ts) * \tan(13 * w_1 * Ts/2)$	0,01	0,0001

Tabla 6.1: *Parámetros de $W_s(s)$.*

para estas frecuencias y por lo tanto $|W_u(s)|$ tiene que ser pequeño aunque a frecuencias mayores aumenta para limitar la actuación. La función de transferencia del pesado se muestra a continuación donde los valores de los diferentes parámetros se muestran el a tabla 6.2.

Se puede ver el diagrama de Bode de $W_s(s)$ en la figura 6.2.

$$W_u(s) = K_u \frac{((1/w_u)s + 1)^2}{((1/w_{up})s + 1)^2} \quad (6.7)$$

$W_u(s)$ PARAMETER VALUES	
K_u	8
w_u rad/s	380
w_{up} rad/s	10^{10}

Tabla 6.2: *Parámetros de $W_u(s)$.*

Como se puede ver, hay dos ceros en vez de uno como se propuso en el capítulo 2, esto se debe a que en este caso es interesante minimizar rápidamente la actuación para que el controlador no sature. Se puede ver el diagrama de Bode de $W_u(s)$ en la figura 6.2.

6.3.3. Sintetizado del controlador

Sintetizado del controlador $C(w)$

Teniendo la función de transferencia de los pesados en el dominio continuo s y la planta en el dominio continuo w es fácil sintetizar el controlador $C(w)$ haciendo uso de las librerías de Matlab que además crean controladores robustos.

```

1  %Sintesis del controlado Kw
2
3  Wus=tf(...); Wss=tf(...);
4
5  Gz=c2d(Gs,Ts,'zoh');
6  Gz=Gz/z;
7
8  opt=d2cOptions('Method','tustin','PrewarpFrequency',Res);
9  Gw=d2c(Gz,opt);

```

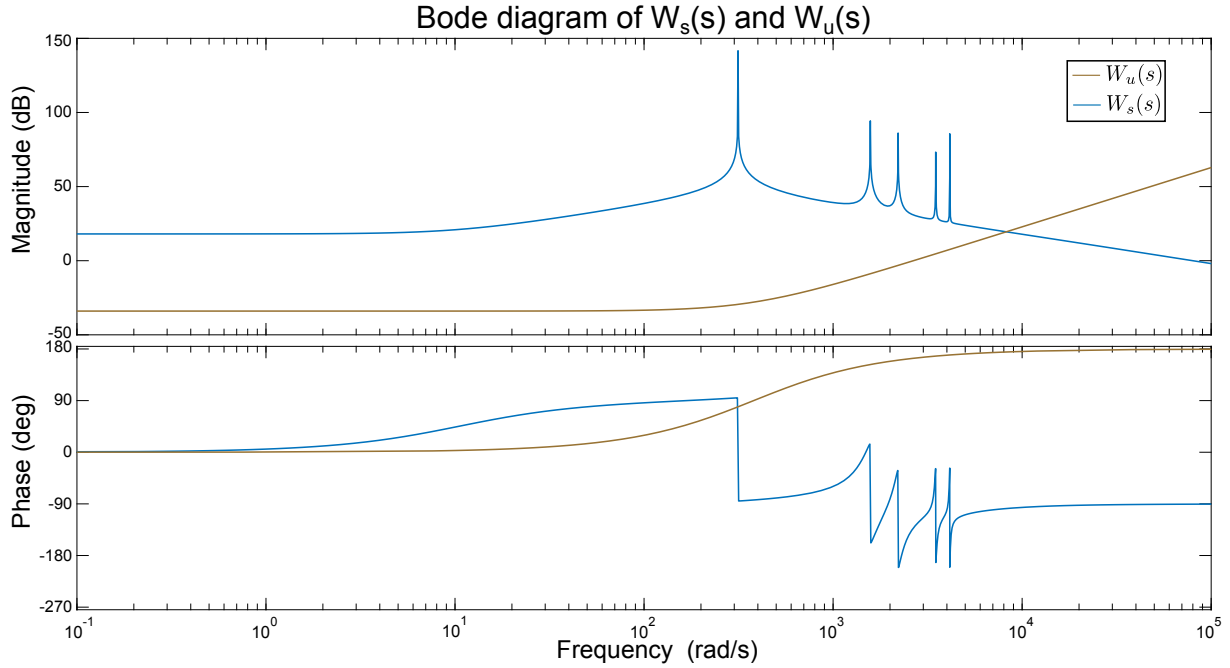


Figura 6.2: Diagrama de Bode de los pesados diseñados $W_s(s)$ y $W_u(s)$.

```

10
11 [Cw,CLw,GAMw] = mixsyn(Gw,Wss,Wus,[], 'METHOD', 'LMI'); % Metodo LMI,
    obliga a que sean estables los controladores

```

Sintetizado del controlador $C(z)$

Teniendo el controlador en el dominio w es sencillo traspassarlo al dominio z con la transformada bilineal de Tustin. Cabe resaltar que se han preparado previamente los resonadores de $W_s(s)$ para que al hacer la transformación a discreto atenúen los armónicos 5,7,11 y 13 tal y como se desea.

```

1 Cz=c2d(Cw,Ts, 'tustin');

```

La función de transferencia del controlador resultante $C(z)$ se muestra en la figura 6.3.

El controlador es de orden 16 lo cual no es un problema, en cuanto a errores numéricos se refiere, porque no es muy elevado.

6.4. Análisis de Teórico de la Planta Controlada

Antes de realizar experimentos tanto en simulación como sobre la plataforma experimental, es interesante analizar la planta controlada a través de las diferentes funciones de transferencia de interés $L(z)$, $S(z)$, $F_u(z)$ y $G_d(s)/(1 + L(w))$.

La función de lazo $L(z)$, figura 6.4, es la que se utiliza para diseñar controladores desde un punto de vista clásico y relaciona la salida y entrada del sistema en lazo abierto.

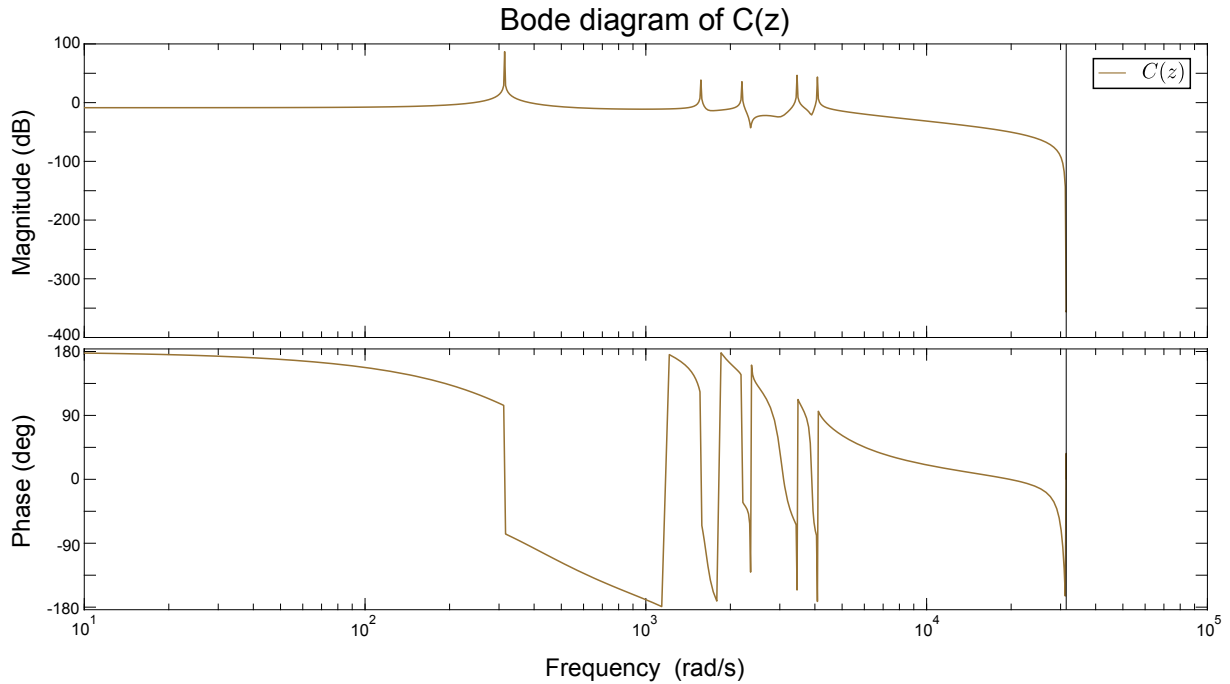


Figura 6.3: Diagrama de Bode del controlador diseñado $C(z)$.

Como se puede observar tiene una alta ganancia a f_1 , f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} Hz, por lo que atenuara, en principio, las perturbaciones a dichas frecuencias.

La función de sensibilidad $S(z)$, figura 6.5, es una de las diseñadas por esta técnica a través del pesado $W_s(s)$ y que relaciona la salida del sistema con las perturbaciones que afectan directamente a la salida de este. Como se puede ver $|S(z)|$ tiene un valor muy bajo a las frecuencias deseadas y no supera los 6 dB en ningún caso, por lo que el controlador es robusto.

La función de transferencia $F_u(z)$, figura 6.6, es otra de las diseñadas por esta técnica a través del pesado $W_u(s)$ y que relaciona la actuación con la entrada del sistema. Como se puede observar $|F_u(z)|$ 0 dB a f_1 Hz, para seguir referencias a esta frecuencia y $|F_u(z)|$ es bajo al resto de frecuencias de interés para que el controlador no actúe y por lo tanto atenuar las perturbaciones a f_5 , f_7 , f_{11} y f_{13} Hz.

Para poder conocer como realmente afectan las cargas al sistema es necesario multiplicar la función $G_d(s)$ por la función de sensibilidad ($S(w)$), figura 6.7. Si $G_d(s)S(w) < 0$ dB el sistema atenuara la perturbación a esa frecuencia, si $G_d(s)S(w) = 0$ dB el sistema no atenuara ni agravara la perturbación a esa frecuencia y si $G_d(s)S(w) > 0$ dB el sistema agravara las perturbación a esa frecuencia.

A la vista de los resultados analíticos se puede extraer que se cumple con las especificaciones impuestas anteriormente.

6.5. Implementación del Controlador en la Plataforma Experimental

Para implementar el controlador $C(z)$ es necesario implementarlo en la plataforma experimental, para ello se genera un código C con la función `generate_Hinf_cont_4Entrada`,

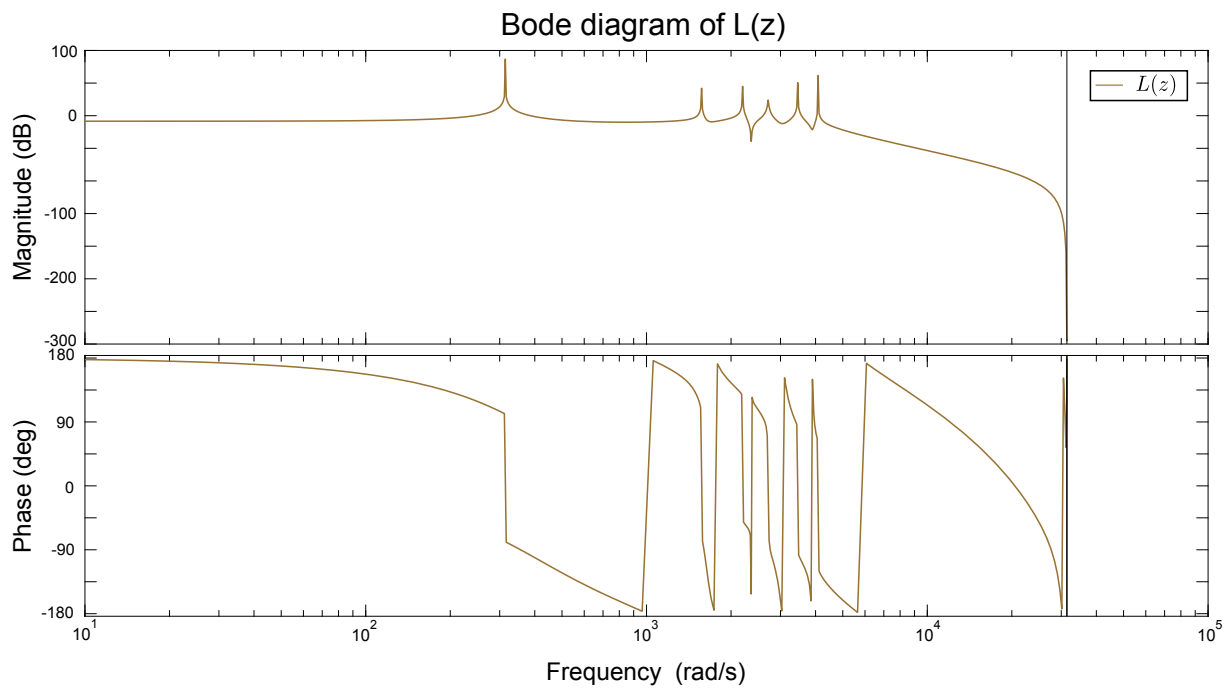


Figura 6.4: *Diagrama de Bode de $L(z)$.*

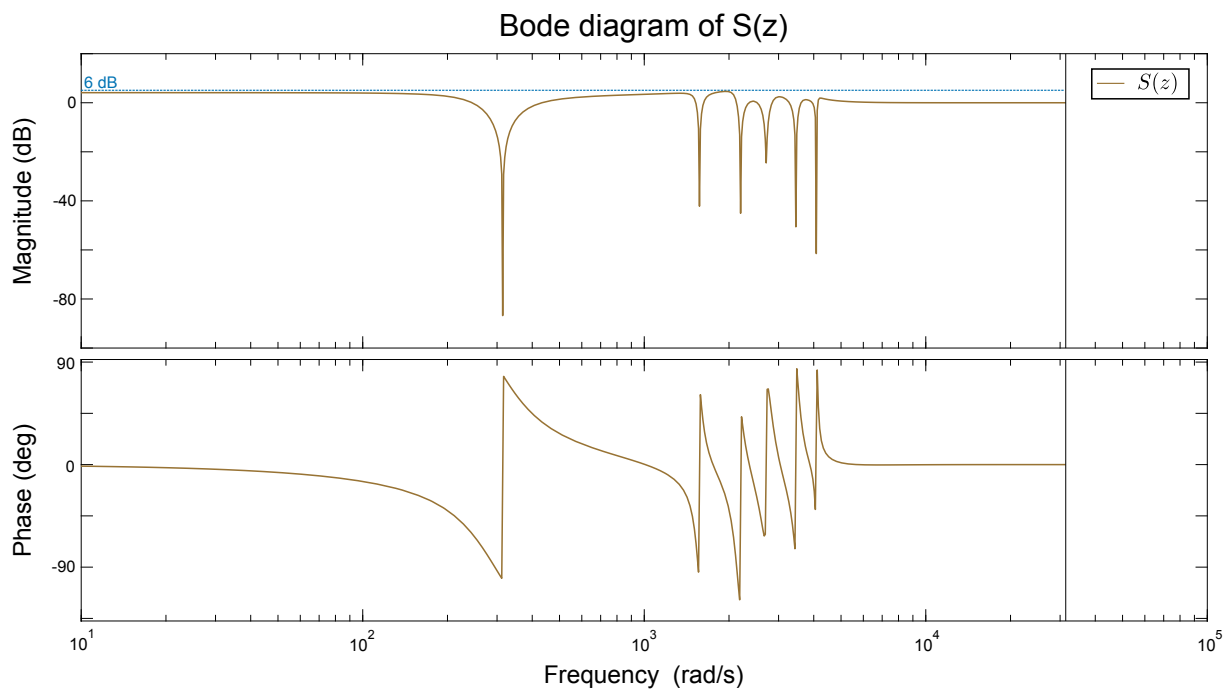


Figura 6.5: *Diagrama de Bode de $S(z)$.*

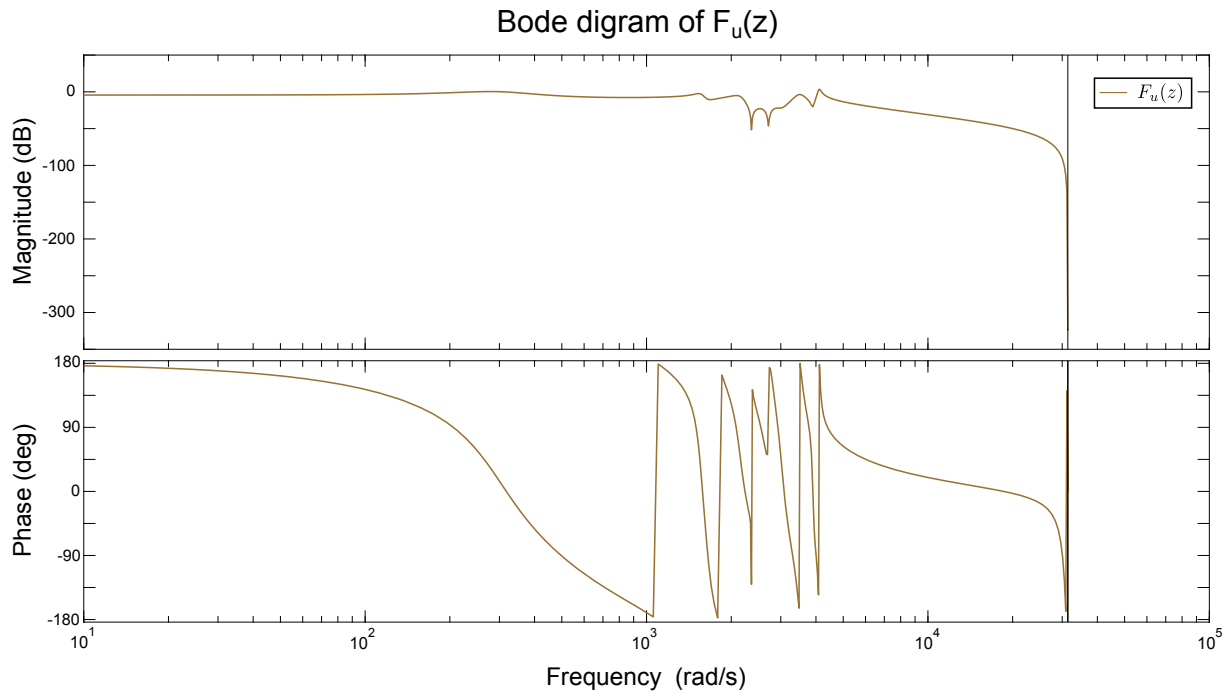


Figura 6.6: *Diagrama de Bode de $F_u(z)$.*

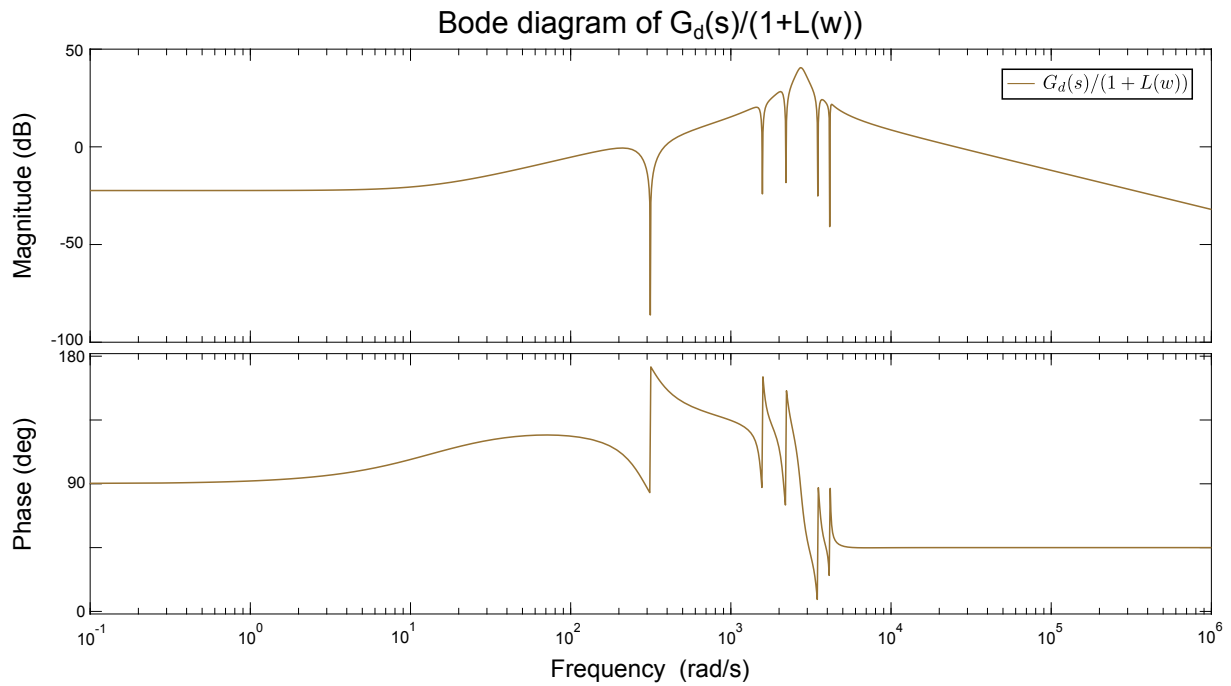


Figura 6.7: *Diagrama de Bode de $G_d(s)/(1+L(w))$.*

aunque previamente se pasa el controlador de dos sistemas SISO a uno MIMO tal y como se muestra a continuación.

Esta función así como el código .c y .h generados se muestran en los apéndices.

```

1  [Az,Bz,Cz,Dz] = ssdata(Cz);
2  ent=2; %Entradas
3  [estados1,estados]=size(Az);%Estados, pero hay que calcularlo
4
5
6  A_=Az;
7  C_=Cz;
8  B_=[Bz -Bz];
9  D_=[Dz -Dz];
10
11
12 %Calculamos las matrices "Totales" con dos salidas y cuatro. Para
13 %pasarselo a la funcion que crea el codigo C
14
15 At=[A_ zeros(estados,estados);zeros(estados,estados) A_];
16 Bt=[B_ zeros(estados,ent);zeros(estados,ent) B_];
17 Ct=[C_ zeros(1,estados);zeros(1,estados) C_];
18 Dt=[D_ zeros(1,ent);zeros(1,ent) D_];
19
20 %Estados y salidas(actuaciones) iniciales, todo a cero
21 X_0=zeros(2*estados,1); %Vector columna 2m*1
22 Y_0=[0;0];
23
24 %% Generador codigo .c
25 generate_Hinf_cont_4Entradas(At, Bt, Ct, Dt, X_0, Y_0, 'Hinf', '1')
```

6.6. Verificación del Diseño

Para verificar el diseño se realizan experimentos en simulación y sobre la plataforma real. Los experimentos que se suelen realizar en este tipo de sistemas son los siguientes, donde principalmente, se evalúa el THD en régimen permanente de la tensión generada ante diferentes cargas (experimentos del 1 al 9) así como el tiempo de establecimiento y sobreimpulso de la actuación en régimen transitorio (experimentos del 10 al 13).

1. Respuesta ante una carga RLC conectada en serie (Simulación).
2. Respuesta ante una carga RLC conectada en paralelo (Simulación).
3. Respuesta en vacío.
4. Respuesta ante una carga resistitiva trifásica de 5 KW.
5. Respuesta ante una carga resistitiva trifásica de 15 KW.
6. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 620 W .
7. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 1400 W .

8. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 30° , con carga resistiva pura de 1400 W .
9. Respuesta ante una carga tipo rectificador, con ángulo de disparo del puente de tiristores igual a 0° , con carga resistiva pura de 1400 W conectada en paralelo con una carga trifásica pura de 5 KW.
10. Respuesta ante un cambio de tensión de referencia, de $170 V_p$ de fase a $50 V_p$.
11. Respuesta ante un cambio de carga resistiva, de 5 KW a 15 KW.
12. Respuesta ante un cambio de carga resistivo en el rectificador (con ángulo de disparo 0°), de 620 W a 1400 W.
13. Respuesta ante la conexión de la carga resistiva trifásica pura mientras se esta alimentado la carga resistiva pura de 1400 W conectada al rectificador (con ángulo de disparo 0°).

Solamente se disponen de dos tipos de carga en el laboratorio, bancada de resistencias trifásicas y rectificador en puente de tiristores con carga resistiva monofásica, por lo que el resto de pruebas se hacen en simulación utilizando Simulink.

Es importante que el objetivo es siempre generar una **tensión de salida de 120 V eficaces por fase a una frecuencia de 50 Hz.**

6.6.1. Simulaciones

Respuesta ante un una carga lineal, carga RLC Series

El objetivo de esta simulación es conocer como se comporta el sistema, características de la tensión de salida y actuación, ante una carga RLC Series que se indica en la tabla 6.3.

EXPERIMET 1 PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-5}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-4}F$

Tabla 6.3: *Parámetros del experimento en el experimento 1.*

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 6.4, no supera en ninguna de las fases el 1 %, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 6.8 .

EXPERIMENT 1 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	0,87 %	0,87 %
<i>b</i>	0,97 %	1,28 %
<i>c</i>	0,75 %	1,10 %

Tabla 6.4: *Resultados del experimento 1.*

Se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

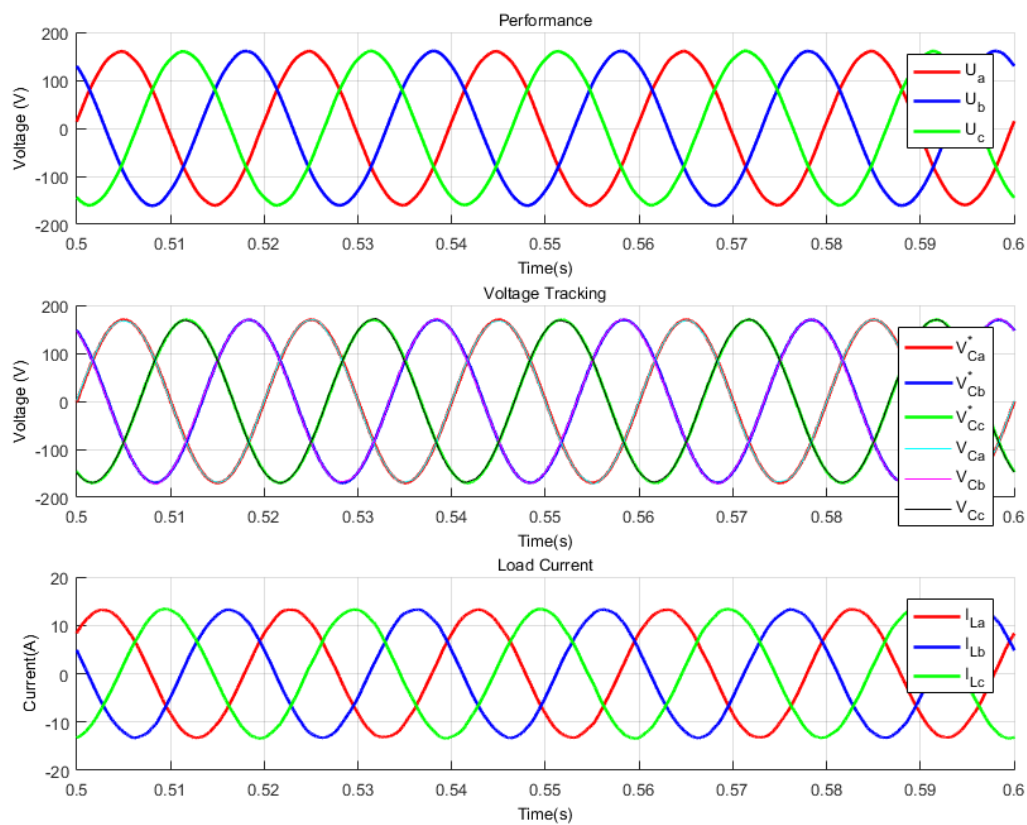


Figura 6.8: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 1 y ejes abc.

Respuesta ante un una carga lineal, carga RLC Paralelo

El objetivo de esta simulación es conocer como se comporta el sistema, características de la tensión de salida y actuación, ante una carga RLC Paralelo que se indica en la tabla 6.5.

EXPERIMENT 2 PARAMETERS VALUES	
R_2	10Ω
L_2	$3,4 \cdot 10^{-1}H$
C_2	$4 \cdot 10^{-6}F$

Tabla 6.5: *Parámetros del experimento. Carga RLC Paralelo.*

El control de tensión es bastante bueno ya que la distorsión armónica total de tensión, tabla 6.6, apenas supera en ninguna de las fases el 1 %, a su vez la actuación se encuentra en la zona lineal de operación del convertidor como se puede ver en la figura 6.9 .

EXPERIMENT 2 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	1,03 %	1,01 %
<i>b</i>	0,83 %	0,96 %
<i>c</i>	0,52 %	0,89 %

Tabla 6.6: *Resultados del experimento 2*

Se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

6.6.2. Experimentos sobre la Plataforma Experimental

Experimento 3

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada en vacío, sin carga en el convertidor. La red generada se puede ver en la figura 6.10 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.11.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es muy baja, tabla 6.7, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

EXPERIMENT 3 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>a</i>	0,48 %	—
<i>b</i>	0,65 %	—
<i>c</i>	0,65 %	—

Tabla 6.7: *Resultados del experimento 3.*

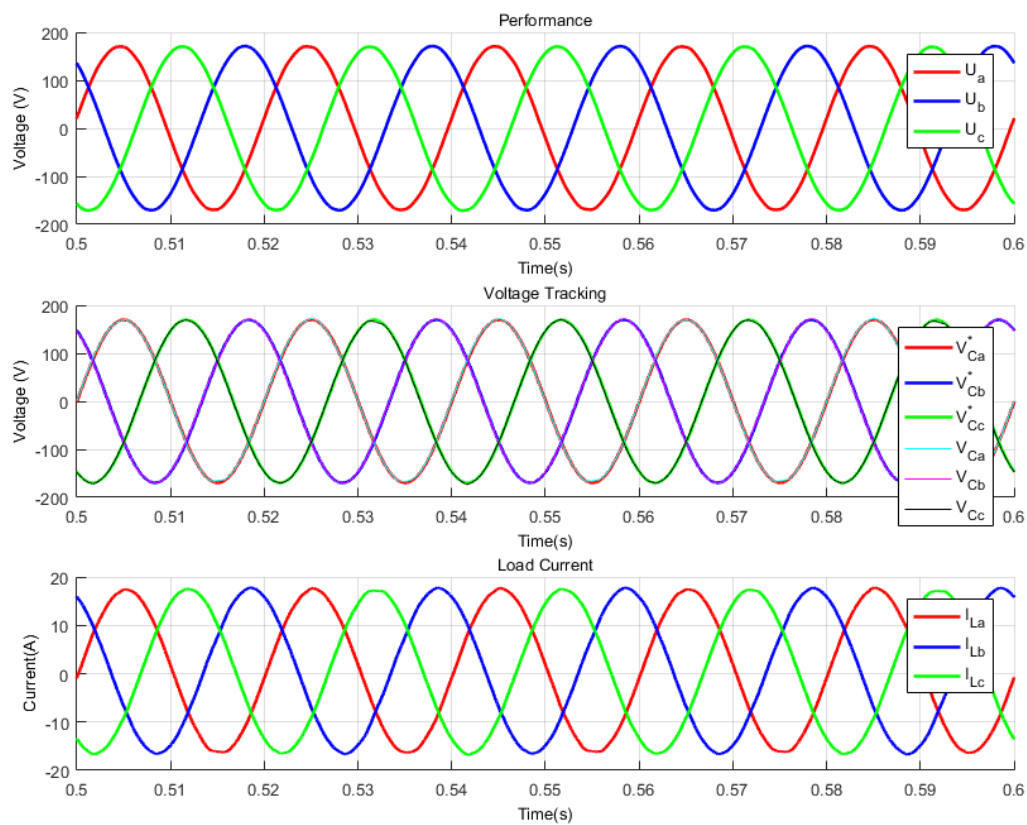


Figura 6.9: Actuación, tracking de la tensión de salida, y corriente por la carga en el experimento 2 y ejes abc.

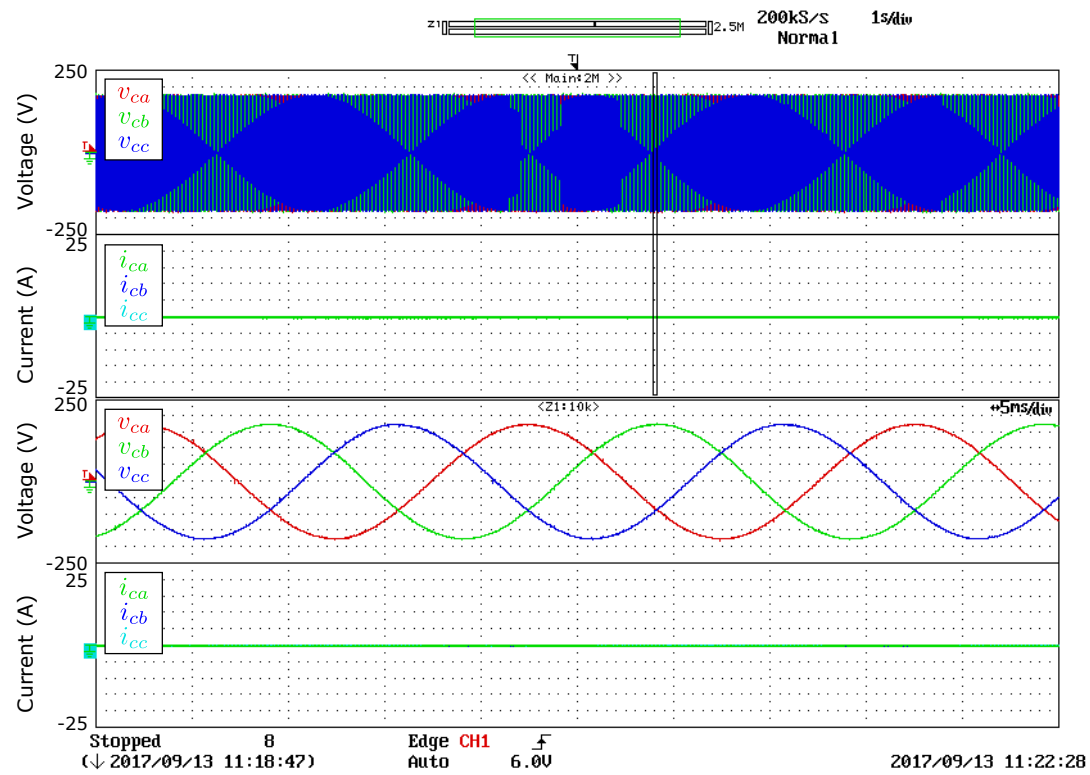


Figura 6.10: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 3 en ejes abc.

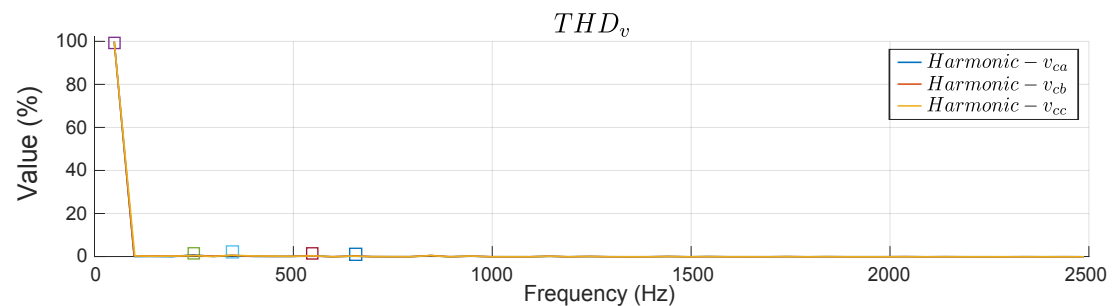


Figura 6.11: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 3.

Experimento 4

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a una carga trifásica resistiva de 5 KW. La red generada se puede ver en la figura 6.12 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.13.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es muy baja, tabla 6.8, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Al ser una carga lineal y al demandar una corriente sinusoidal no es un experimento exigente para el controlador.

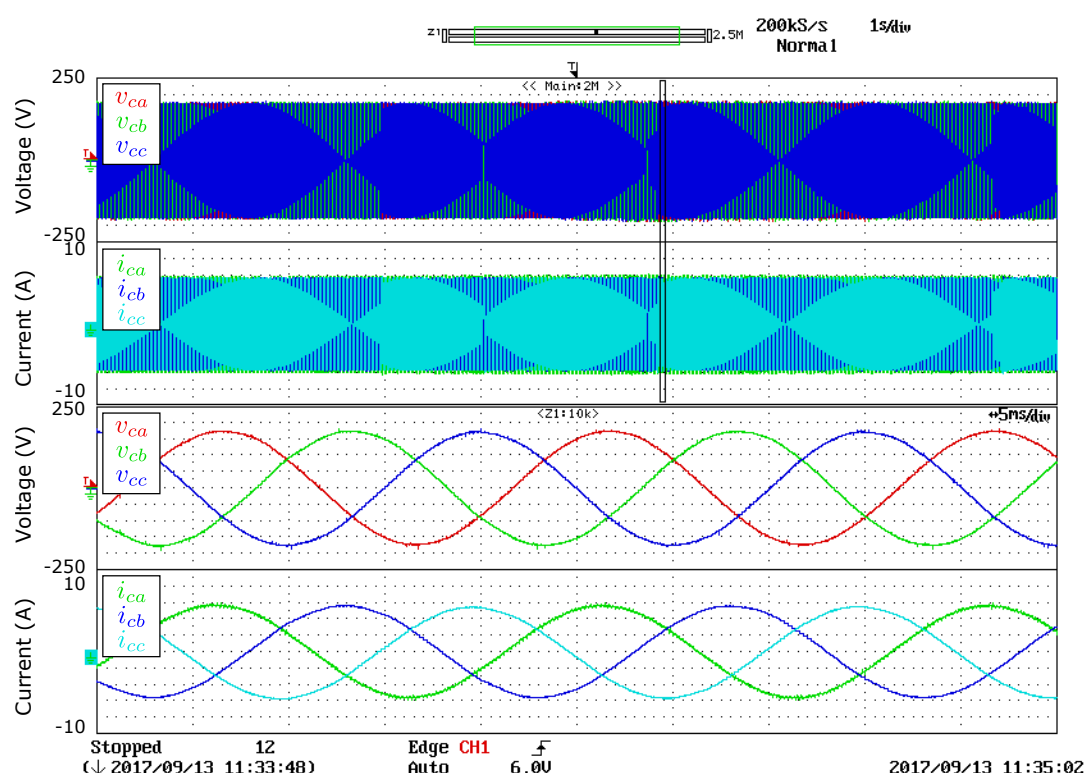


Figura 6.12: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 4 en ejes abc.

EXPERIMENT 4 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	0,49 %	0,59 %
<i>b</i>	0,56 %	0,62 %
<i>c</i>	0,55 %	0,60 %

Tabla 6.8: Resultados del experimento 4.

Experimento 5

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a una carga trifásica resistiva de 15 KW. La red generada se puede ver en la figura 6.14 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.15.

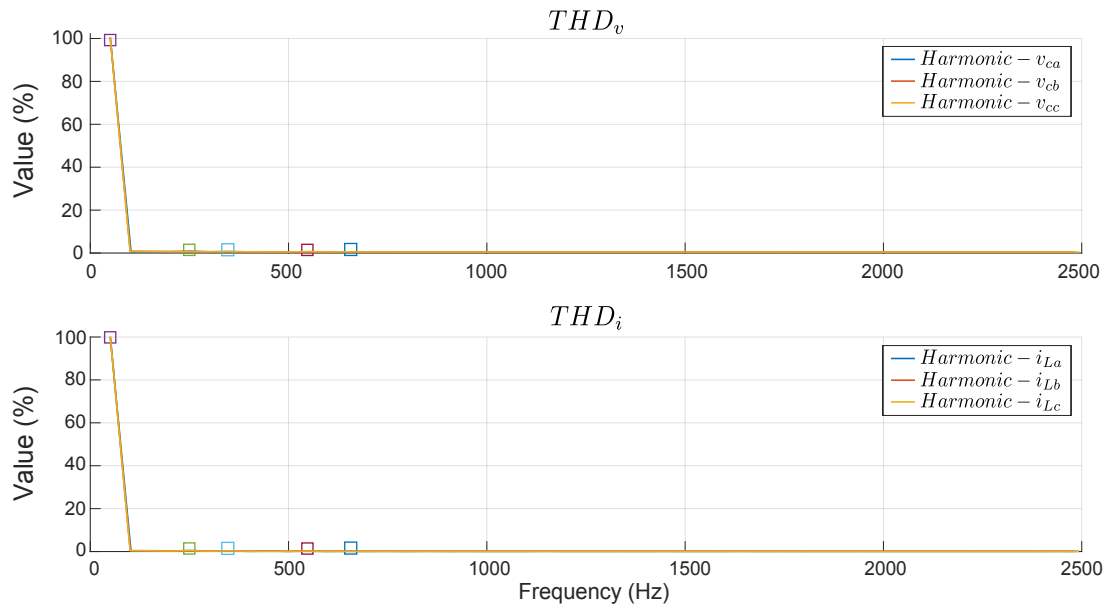


Figura 6.13: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 4.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es muy baja, tabla 6.9, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Al ser una carga lineal y al demandar una corriente sinusoidal no es un experimento exigente para el controlador.

EXPERIMENT 5 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	THD_v	THD_i
<i>a</i>	0,52 %	0,54 %
<i>b</i>	0,59 %	0,61 %
<i>c</i>	0,59 %	0,60 %

Tabla 6.9: Resultados del experimento 5.

Experimento 6

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 620 W. La red generada se puede ver en la figura 6.16 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.17.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 6.10, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador los atenúa satisfactoriamente.

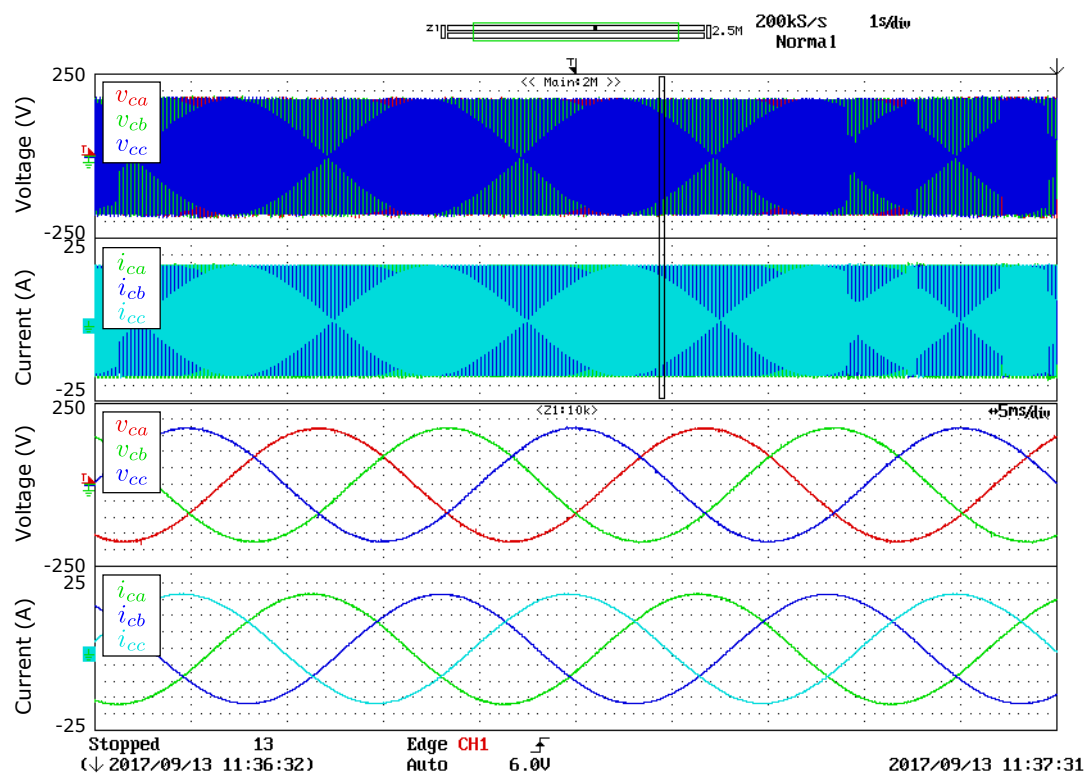


Figura 6.14: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 5 en ejes abc.

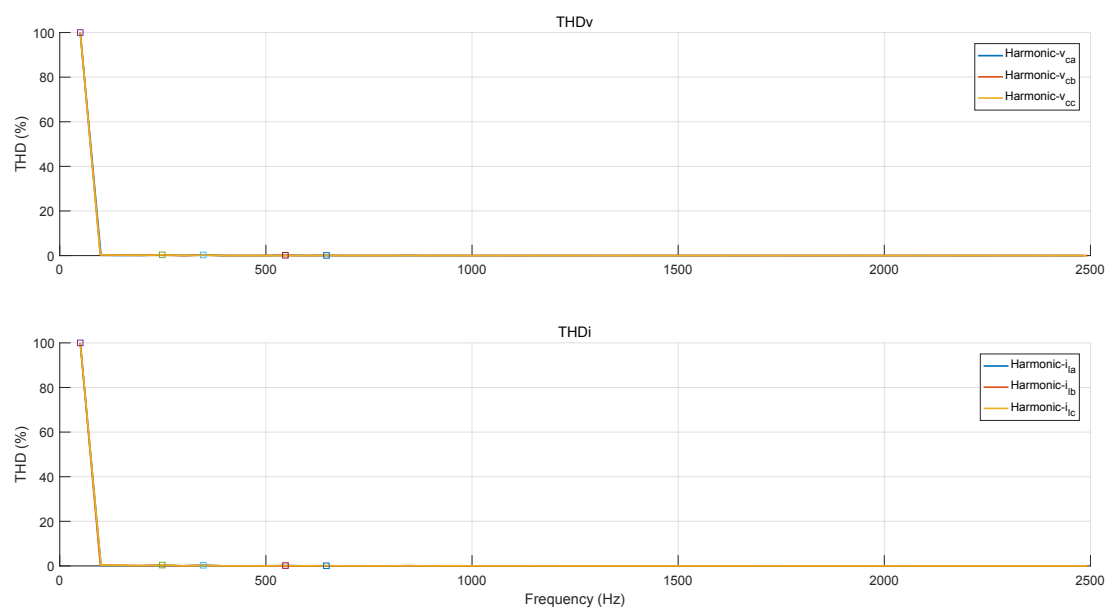


Figura 6.15: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 5.

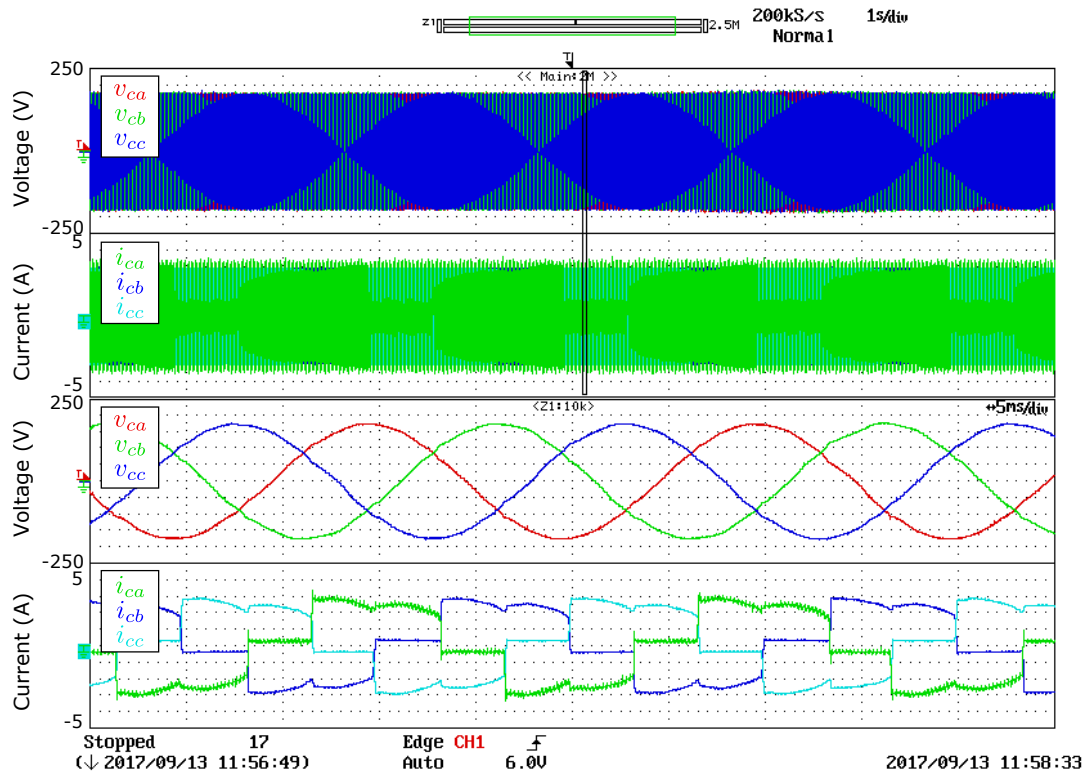


Figura 6.16: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 6 en ejes abc.

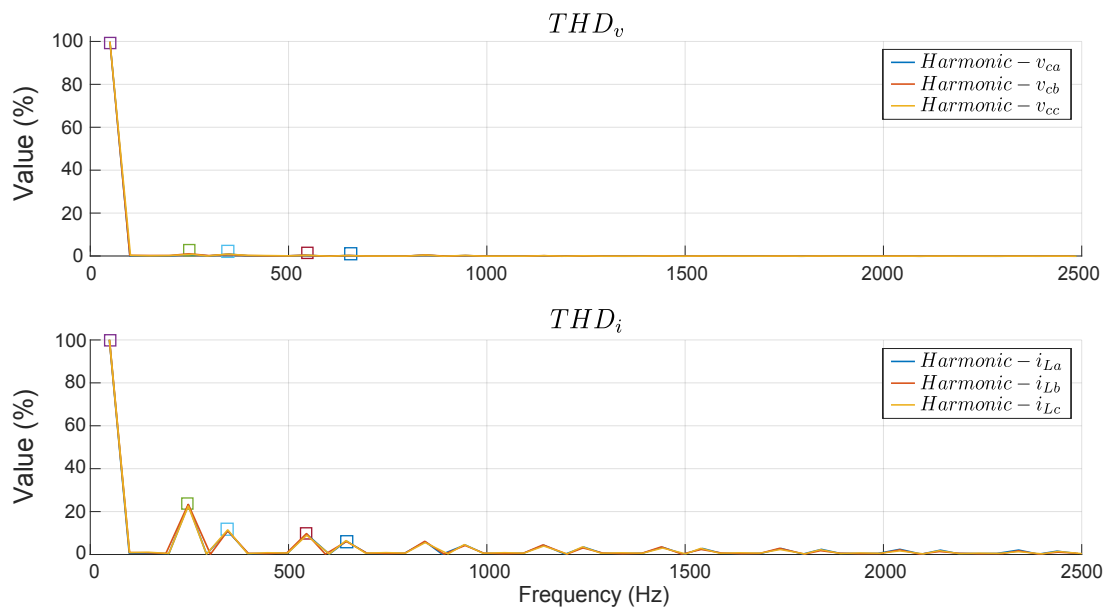


Figura 6.17: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 6.

EXPERIMENT 6 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	THD_v	THD_i
<i>a</i>	1,68 %	30,10 %
<i>b</i>	1,95 %	30,30 %
<i>c</i>	1,83 %	29,63 %

Tabla 6.10: Resultados del experimento 6.

Experimento 7

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador con una carga resistiva que demanda 1400 W. La red generada se puede ver en la figura 6.18 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.19.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja aunque mayor a la obtenida que en el experimento anterior por demandar mas corriente, tabla 6.11, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador los atenúa satisfactoriamente.

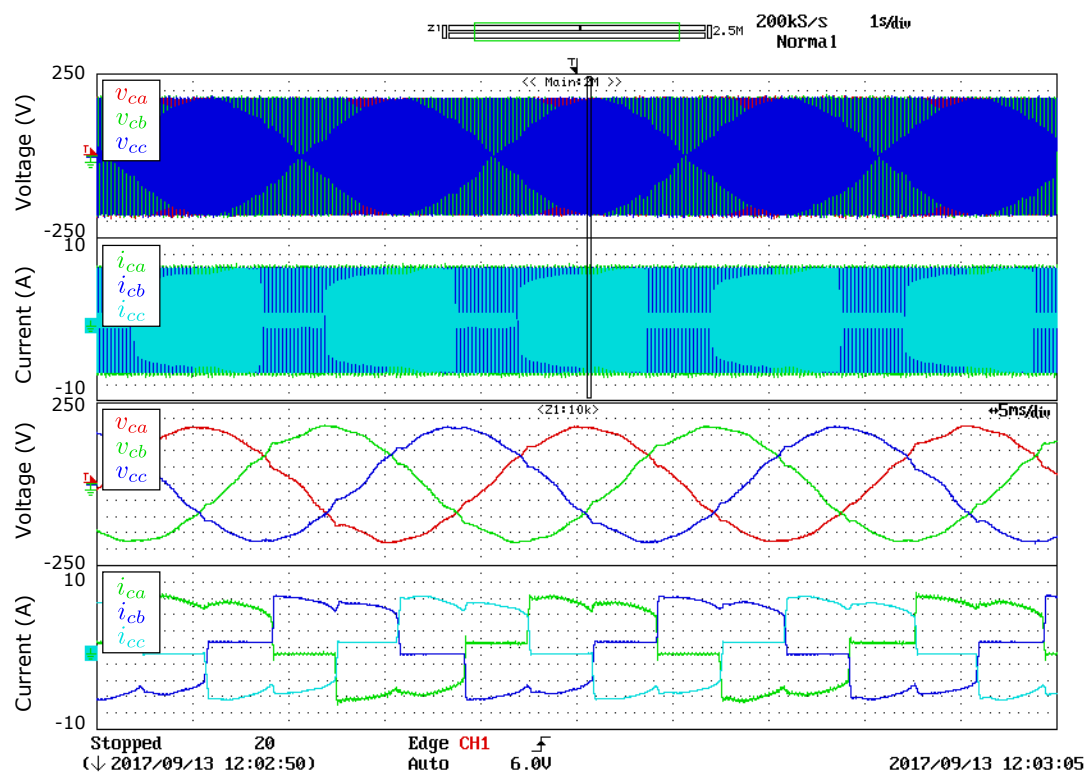


Figura 6.18: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 7 en ejes abc.

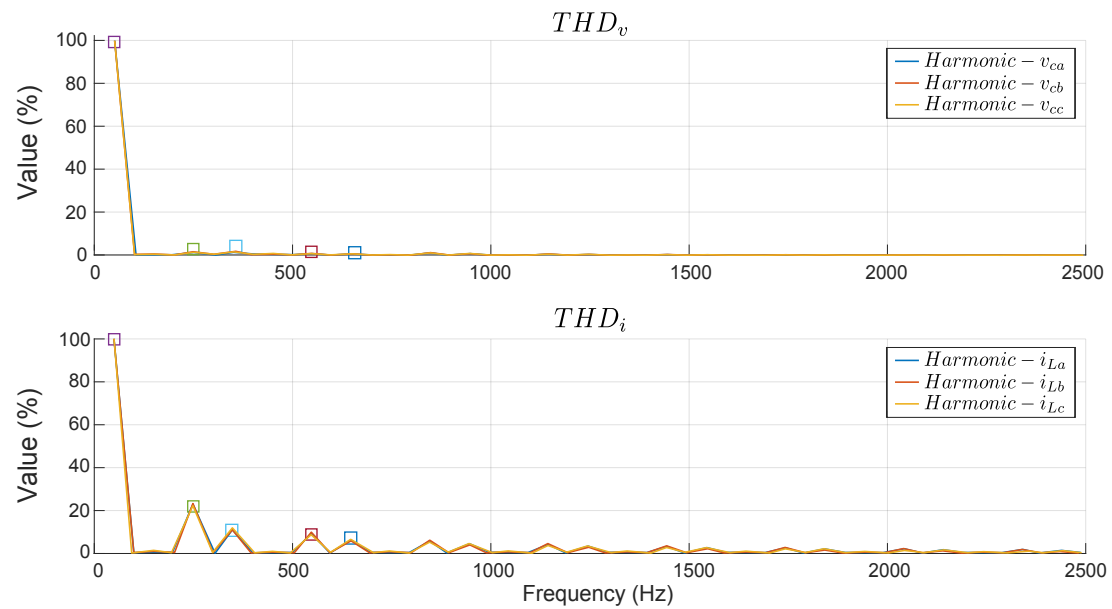


Figura 6.19: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 7.

EXPERIMENT 7 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	THD_v	THD_i
<i>a</i>	2,74 %	30,10 %
<i>b</i>	3,32 %	30,30 %
<i>c</i>	3,09 %	30,30 %

Tabla 6.11: Resultados del experimento 7.

Experimento 8

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador, con ángulo de disparo de 30^{a} de los tiristores, con una carga resistiva que demanda 1400 W. La red generada se puede ver en la figura 6.20 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.21.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 6.12, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento exigente ya que la carga tiene alto contenido en armónicos, los armónicos 5,7, 11 y 13 son bastante elevados, pero el controlador los atenúa satisfactoriamente.

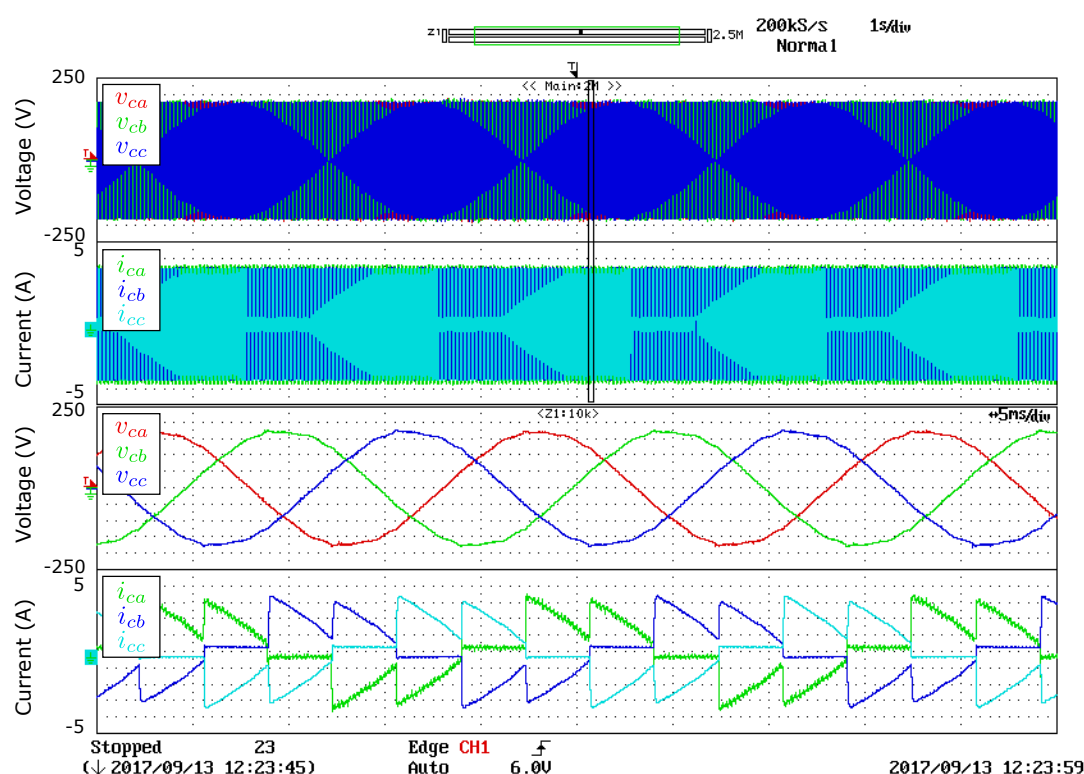


Figura 6.20: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 8 en ejes abc.

EXPERIMENT 8 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	3,27 %	46,61 %
<i>b</i>	3,73 %	46,59 %
<i>c</i>	3,45 %	46,90 %

Tabla 6.12: Resultados del experimento 8.

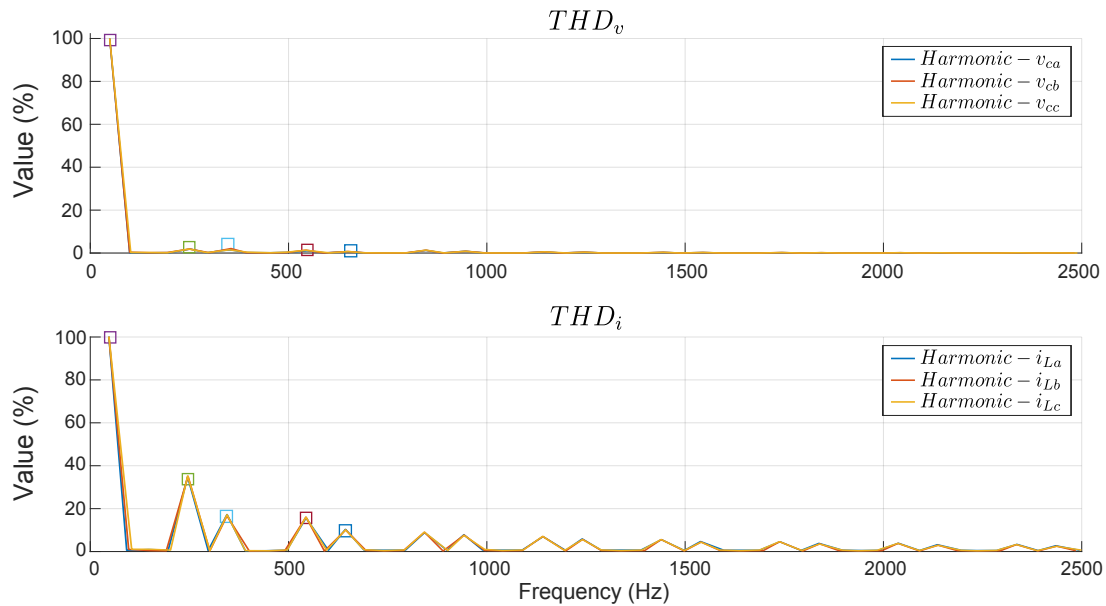


Figura 6.21: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 8.

Experimento 9

El objetivo de este experimento es conocer la calidad de la red generada con el convertidor conectado a un rectificador, con una carga resistiva que demanda 1400 W, en paralelo a una carga resistiva pura trifásica que demanda 5 KW. La red generada se puede ver en la figura 6.22 así como su contenido en armónicos se puede ver en la figura 6.23.

La distorsión armónica total en cada una de las fases es baja, tabla 6.13, por lo que se puede concluir que la red generada para esta carga cumple con las especificaciones de la tabla 1.1 y 1.2.

Este es un experimento menos exigente que el experimento 6,7 y 8 ya que la carga resistiva pura conectada mejora el contenido en armónicos demandado por la corriente. Aún así, el controlador atenúa correctamente los armónicos 5, 7, 11 y 13 que pudieran aparecer en la tensión.

EXPERIMENT 9 RESULTS VALUES		
Phase	THD_v	THD_i
<i>a</i>	2,61 %	15,40 %
<i>b</i>	2,87 %	15,30 %
<i>c</i>	2,82 %	14,98 %

Tabla 6.13: Resultados del experimento 9.

Experimento 10

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio de referencia en la tensión de consigna. Se pasa de tener una consigna de $170V_p$ por fase a $50V_p$ por fase.

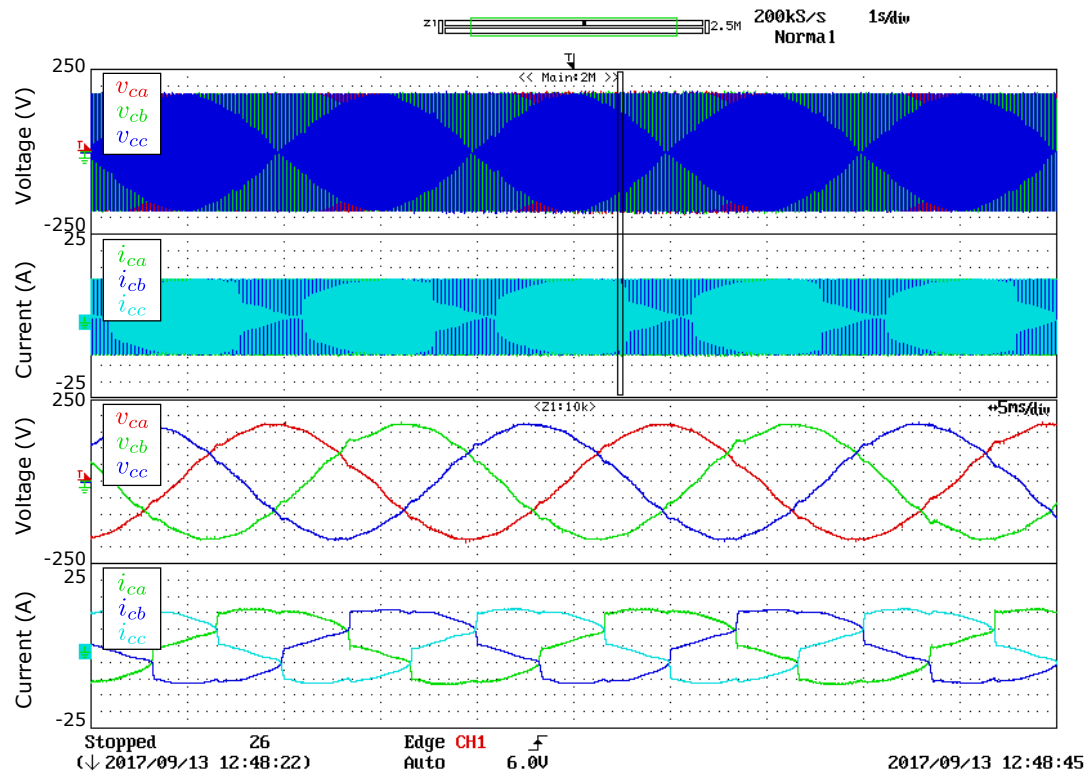


Figura 6.22: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 9 en ejes abc.

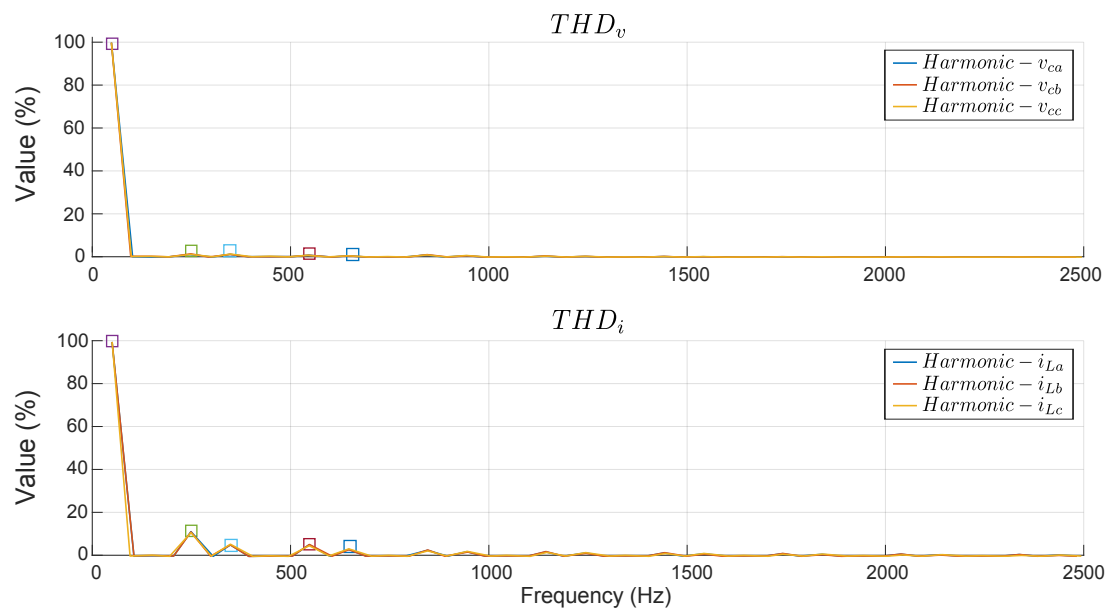


Figura 6.23: Situación y valor de los armónicos que se encuentran, tanto en la tensión de salida (THD_v) como en la corriente de la carga (THD_i), para el experimento 9.

La red generada se puede ver en la figura 6.24 en ejes abc y en la figura 6.25 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 6.14, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 2 veces el periodo de la red generada (T_1) y solo existe sobreimpulso de actuación en el eje β y no es elevado.

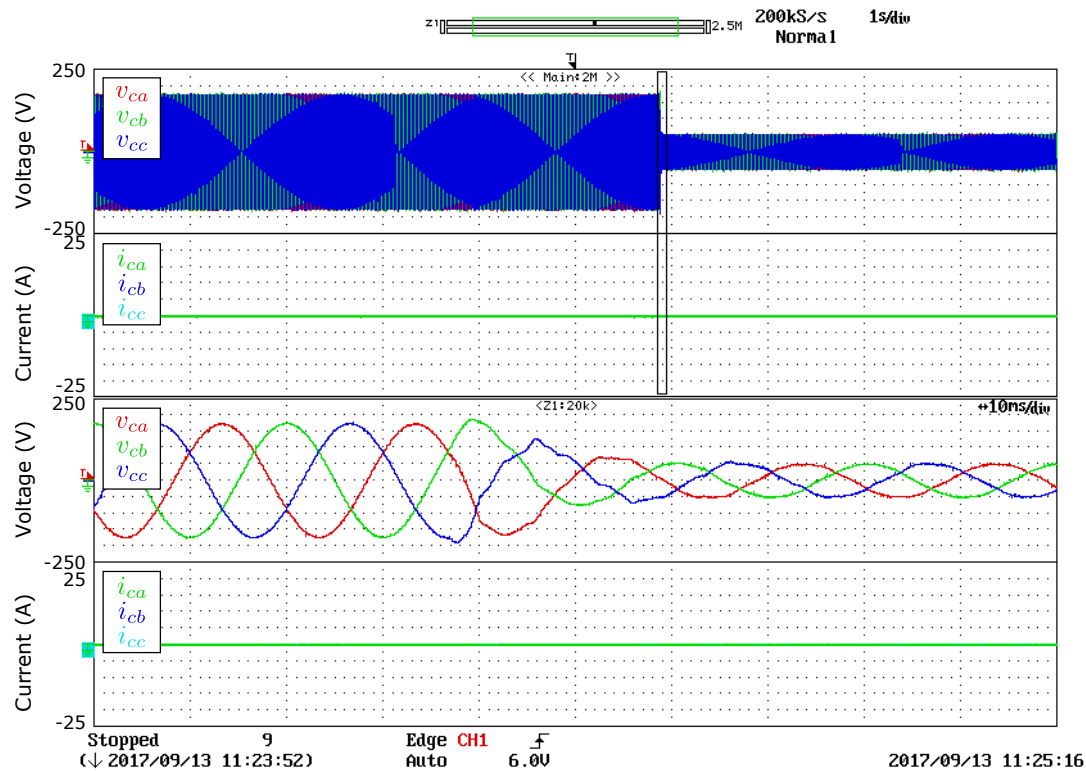


Figura 6.24: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 10 en ejes abc.

EXPERIMENT 10 RESULTS VALUES		
Phase	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
α	$2,00T_1$	No
β	$1,50T_1$	-1,2

Tabla 6.14: Resultados del experimento 10.

Experimento 11

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio en la carga resistiva pura, se pasa de demandar 5 KW a demandar 15 KW.

La red generada se puede ver en la figura 6.26 en ejes abc y en la figura 6.27 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

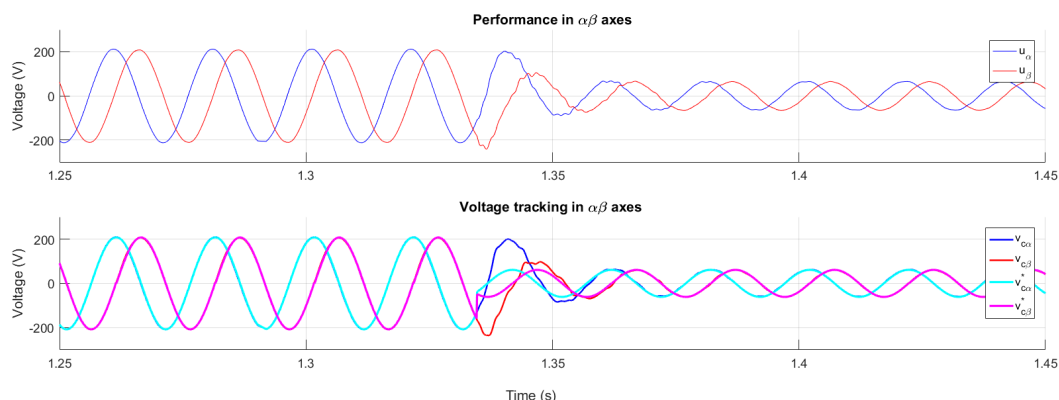


Figura 6.25: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 10 en ejes $\alpha\beta$.

Los resultados se exponen en la tabla 6.15, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 0,25 veces el periodo de la red generada (T_1) y no existe sobreimpulso en la actuación.

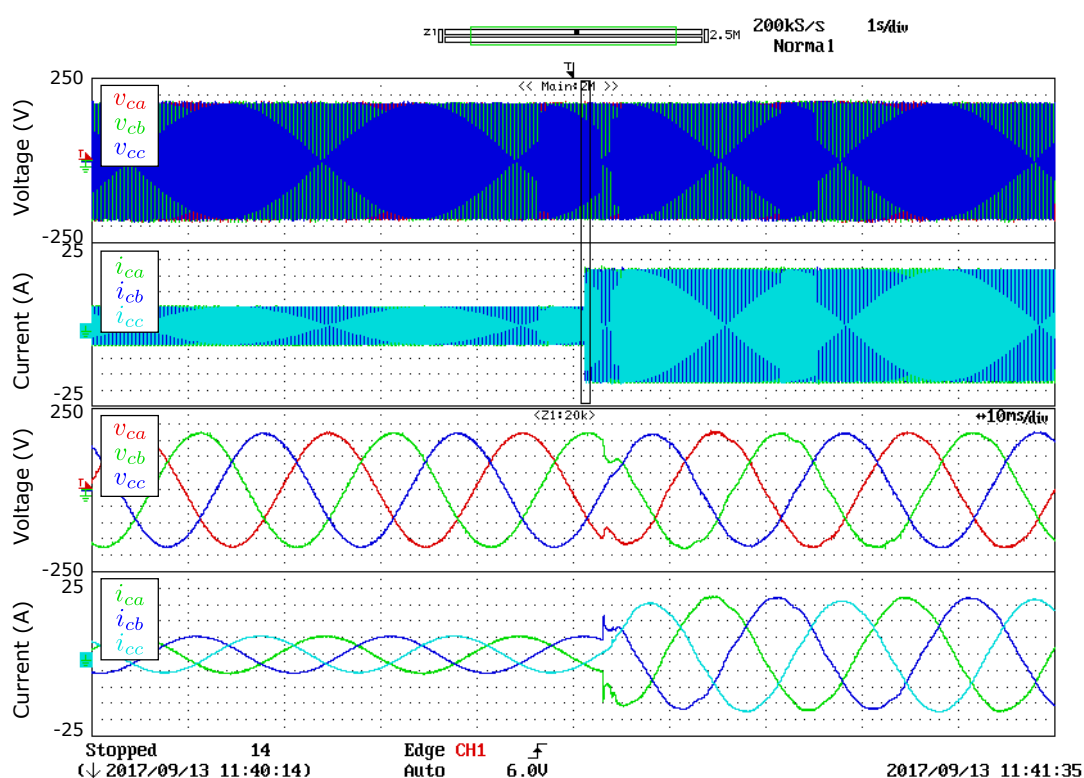


Figura 6.26: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 11 en ejes abc .

Experimento 12

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante un cambio en la carga del rectificador, se pasa de demandar 640 W a demandar 1400 W.

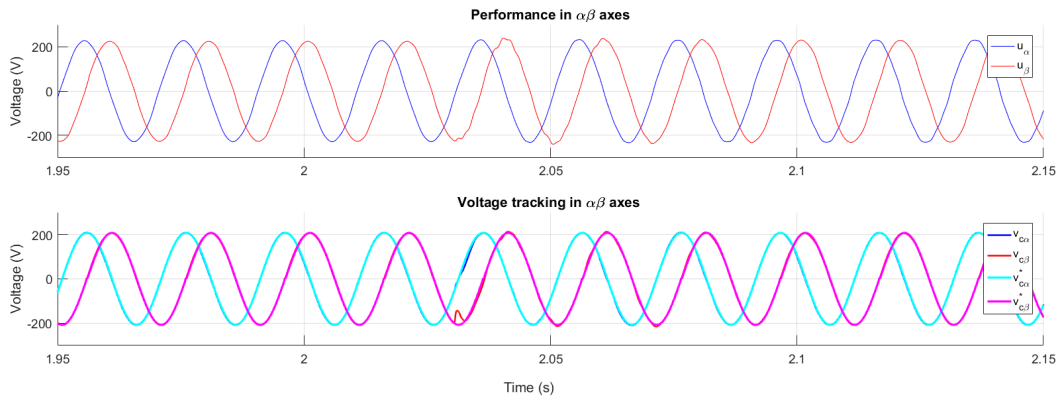


Figura 6.27: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 11 en ejes $\alpha\beta$.

EXPERIMENT 11 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>t_s(s)</i>	<i>M_p(%)</i>
α	$0,25T_1$	<i>No</i>
β	$0,25T_1$	<i>No</i>

Tabla 6.15: Resultados del experimento 11.

La red generada se puede ver en la figura 6.28 en ejes abc y en la figura 6.29 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 6.16, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 0,75 veces el periodo de la red generada (T_1) y no existe sobreimpulso en la actuación.

EXPERIMENT 12 RESULTS VALUES		
<i>Phase</i>	<i>t_s(s)</i>	<i>M_p(%)</i>
α	$0,75T_1$	<i>No</i>
β	$0,75T_1$	<i>No</i>

Tabla 6.16: Resultados del experimento 12.

Experimento 13

El objetivo de este experimento es conocer la respuesta transitoria del controlador ante la conexión en paralelo de la carga resistiva pura trifásica de 5 KW al rectificador con carga resistiva de 640 W.

La red generada se puede ver en la figura 6.30 en ejes abc y en la figura 6.31 en ejes $\alpha\beta$ que es donde realmente se puede ver el sobreimpulso de la actuación (M_p) así como el tiempo de establecimiento (t_s).

Los resultados se exponen en la tabla 6.17, se cumple con las especificaciones ya que el tiempo de establecimiento en el peor de los casos es de 0,25 veces el periodo de la red generada (T_1) y no existe sobreimpulso en la actuación.

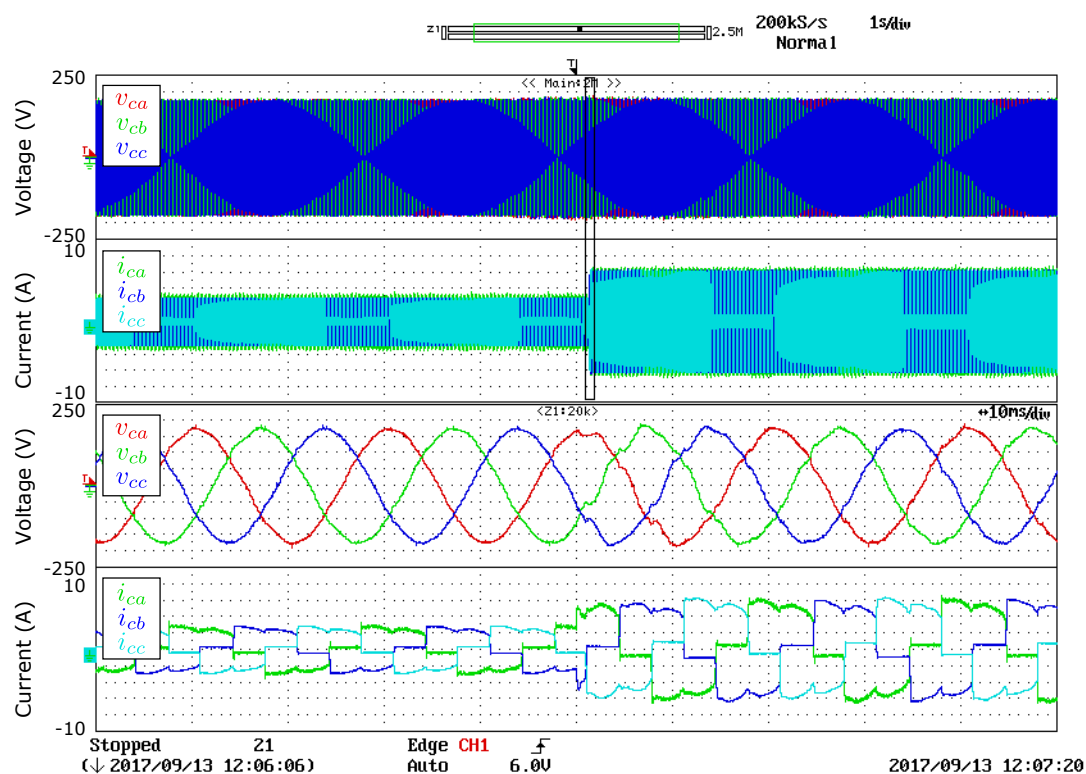


Figura 6.28: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 12 en ejes abc .

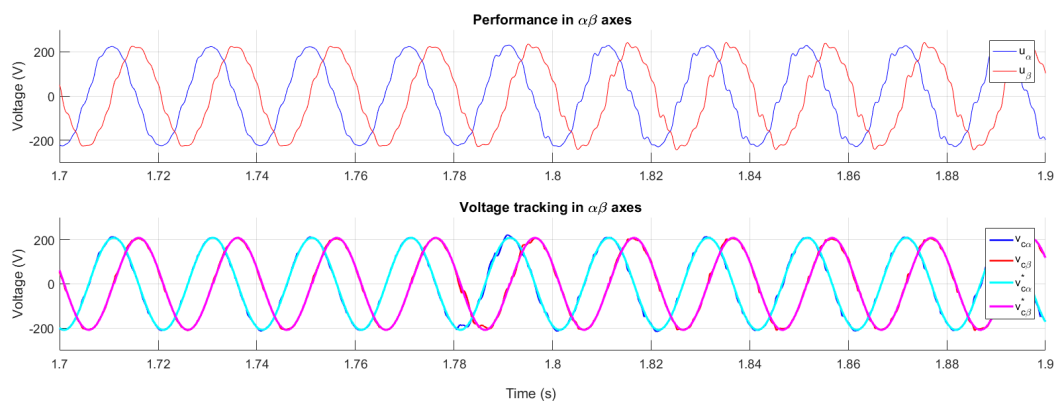


Figura 6.29: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 12 en ejes $\alpha\beta$.

EXPERIMENT 13 RESULTS VALUES		
Phase	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
α	$0,25T_1$	No
β	$0,25T_1$	No

Tabla 6.17: Resultados del experimento 13.

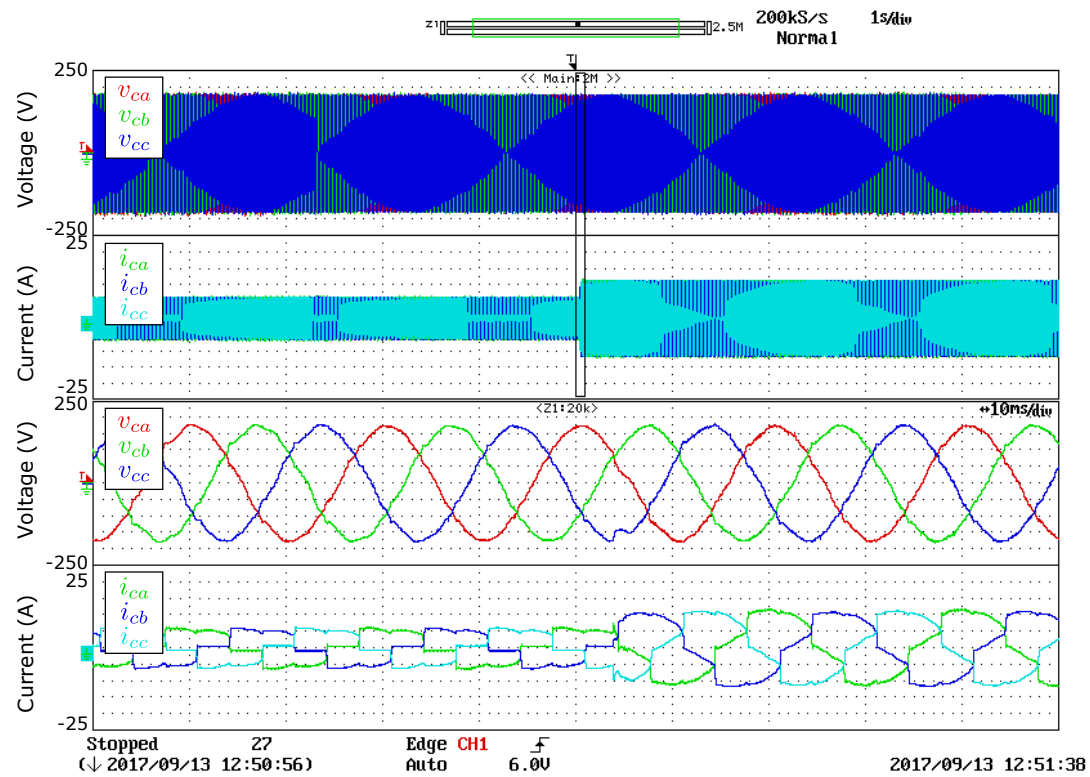


Figura 6.30: Tensiones de salida, corriente por la carga y sus zooms correspondientes para el experimento 13 en ejes abc.

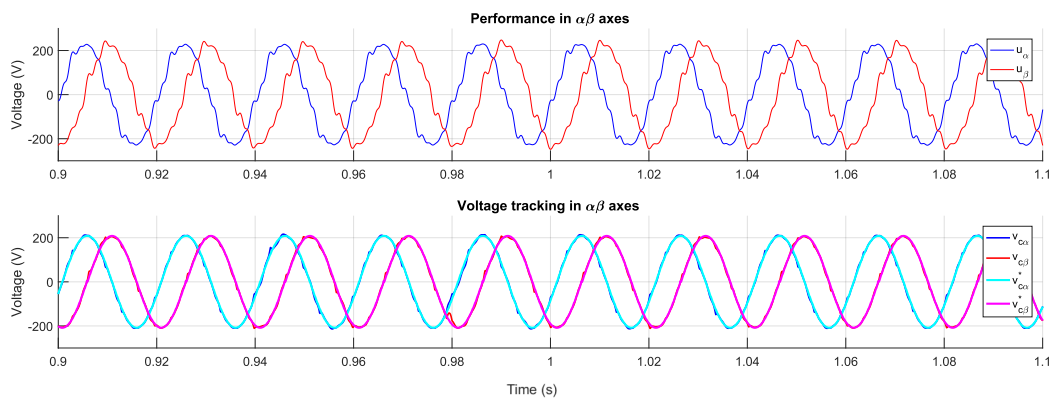


Figura 6.31: Actuación, tracking de tensiones y tensión del DC-Bus para el experimento 14 en ejes $\alpha\beta$.

6.6.3. Resumen de los Resultados Obtenidos

Se puede concluir que el controlador cumple con todas las especificaciones tanto con cargas lineales como no lineales conectadas al convertidor. Se pueden ver los resultados en la tabla 6.18 y 6.19.

EXPERIMENT 1-9 RESULTS VALUES									
<i>Experiments</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$THD_{v_{ca}}$ (%)	0,87	1,03	0,48	0,49	0,52	1,68	2,74	3,27	2,61
$THD_{v_{cb}}$ (%)	0,97	0,83	0,65	0,56	0,59	1,95	3,32	3,73	2,87
$THD_{v_{cc}}$ (%)	0,75	0,52	0,65	0,55	0,59	1,83	3,09	3,45	2,82
$THD_{i_{La}}$ (%)	0,87	1,01	-	0,59	0,54	30,10	30,10	46,61	15,40
$THD_{i_{Lb}}$ (%)	1,28	0,96	-	0,62	0,61	30,30	30,30	46,59	15,30
$THD_{i_{Lc}}$ (%)	1,10	0,89	-	0,60	0,60	29,63	29,63	46,90	14,98

Tabla 6.18: Resultados de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica H_∞ .

EXPERIMENT 10-13 RESULTS VALUES				
<i>Experiments</i>	10	11	12	13
$t_{s\alpha}(s)$	$2,00T_1$	$0,25T_1$	$0,75T_1$	$0,25T_1$
$t_{s\beta}(s)$	$1,50T_1$	$0,25T_1$	$0,75T_1$	$0,25T_1$
$M_{pu\alpha}$ (%)	No	No	No	No
$M_{pu\beta}$ (%)	-1,2	No	No	No

Tabla 6.19: Resultados de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica H_∞ .

Capítulo 7

Conclusiones y Líneas Futuras

7.1. Conclusiones

Se puede concluir, principalmente, que los resultados tanto experimentales como en simulación para el controlador realizado con la técnica H_∞ , en lo que concierne a la calidad de red, para las cargas estudiadas. Sin embargo, los resultados obtenidos con el controlador realizado con la técnica AFC ante cargas no lineales no han sido los esperados por los aspectos que se comentan a continuación. Se puede ver una comparativa de los resultados obtenidos en la tabla 7.1.

El análisis teórico de la planta controlada por el controlador realizado con la técnica AFC así como los resultados obtenidos en simulación no concuerdan con los resultados obtenidos experimentalmente, por lo que se ha realizado una mala implementación del controlador sobre la plataforma experimental, hay que tener en cuenta de que los resonadores son muy estrechos por lo que ante un mínimo error numérico no se atenúa la frecuencia deseada. Para mejorar esta implementación se podría recurrir a tablas de cosenos, es decir utilizar una tabla donde se encuentren el valor del coseno entre 0° y 360° para la frecuencia fundamental de 50 Hz e ir recorriéndola varias veces más rápido según el resonador implementado.

En rigor, se han utilizado dos técnicas de diseño la técnica clásica AFC y la técnica moderna H_∞ . Los resultados obtenidos con la técnica H_∞ son mejores con la carga no lineal y parecidos con el resto de cargas. Además, el proceso de síntesis es más rápido que con la técnica AFC , aunque el controlador obtenido con la técnica AFC es más rápido que el obtenido con la técnica H_∞ .

Por otro lado, es interesante diseñar con la técnica QFT el lazo de control interno, estabilizador, utilizar posteriormente para diseñar el controlador resonador con la técnica AFC .

7.2. Líneas Futuras

A la vista de los buenos obtenidos resultados se plantean tres líneas futuras de investigación.

En primer lugar, sería interesante mejorar la implementación del controlador realizado con la técnica AFC para mejorar la respuesta ante cargas no lineales del mismo.

En segundo lugar, sería interesante probar otras estructuras de control relacionadas con "active damping" para reducir la ganancia a la frecuencia de resonancia del filtro LC.

EXPERIMENT 1-9 RESULTS VALUES									
<i>Experiments</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$THD_{v_{ca}}(\%)$	1,10	0,60	0,87	3,42	2,56	18,46	26,06	13,14	11,19
$THD_{v_{cb}}(\%)$	1,40	0,80	1,94	3,54	3,06	16,54	23,78	13,21	10,10
$THD_{v_{cc}}(\%)$	1,05	0,75	1,75	2,95	2,89	14,29	22,09	11,02	9,94
$THD_{i_{La}}(\%)$	1,25	0,65	-	3,44	2,63	32,74	35,28	46,88	14,82
$THD_{i_{Lb}}(\%)$	1,80	1,25	-	3,52	3,11	33,35	35,59	46,56	15,10
$THD_{i_{Lc}}(\%)$	1,33	1,15	-	2,96	2,93	32,54	33,36	46,40	14,78
$THD_{v_{ca}}(\%)$	0,87	1,03	0,48	0,49	0,52	1,68	2,74	3,27	2,61
$THD_{v_{cb}}(\%)$	0,97	0,83	0,65	0,56	0,59	1,95	3,32	3,73	2,87
$THD_{v_{cc}}(\%)$	0,75	0,52	0,65	0,55	0,59	1,83	3,09	3,45	2,82
$THD_{i_{La}}(\%)$	0,87	1,01	-	0,59	0,54	30,10	30,10	46,61	15,40
$THD_{i_{Lb}}(\%)$	1,28	0,96	-	0,62	0,61	30,30	30,30	46,59	15,30
$THD_{i_{Lc}}(\%)$	1,10	0,89	-	0,60	0,60	29,63	29,63	46,90	14,98

Tabla 7.1: Comparativa de los resultados obtenidos de los experimentos del 1 al 9 con el controlador diseñado con la técnica AFC y H_∞ . Las seis primeras filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica AFC y las seis últimas filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica H_∞ .

EXPERIMENT 10-13 RESULTS VALUES				
<i>Experiments</i>	10	11	12	13
$t_{s\alpha(s)}$	0,50 T_1	0,25 T_1	-	-
$t_{s\beta(s)}$	1,00 T_1	0,25 T_1	-	-
$M_{pu\alpha}(\%)$	No	No	-	-
$M_{pu\beta}(\%)$	No	No	-	-
$t_{s\alpha(s)}$	2,00 T_1	0,25 T_1	0,75 T_1	0,25 T_1
$t_{s\beta(s)}$	1,50 T_1	0,25 T_1	0,75 T_1	0,25 T_1
$M_{pu\alpha}(\%)$	No	No	No	No
$M_{pu\beta}(\%)$	-1,2	No	No	No

Tabla 7.2: Comparativa de los resultados obtenidos de los experimentos del 10 al 13 con el controlador diseñado con la técnica AFC y H_∞ . Las cuatro primeras filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica AFC y las cuatro últimas filas hacen referencia a los resultados obtenidos con la técnica H_∞ .

En tercer lugar, sería muy interesante realizar un control de admitancia del inversor con la técnica H_∞ , para que este se pueda conectar a un rectificador controlado aplicando el criterio de Middlebrook ([Middlebrook, 1976]).

Parte V

PRESUPUESTO

Presupuesto

A continuación se estima el importe de la ejecución del proyecto. Para ello se realizará un estudio dividido en diversos apartados, en los cuales se agrupan los gastos según origen.

1. Coste de los materiales

En este apartado se engloba el precio de los diversos equipos empleados para desarrollar el presente trabajo. Describiendo tanto el precio de la parte hardware como el de la parte software. Por último, se hará un pequeño resumen del conjunto de material de oficina utilizado en la realización del proyecto.

- Recursos hardware.

Concepto	Valor
Osciloscopio Yokogawa DL 750	4.610 €
Fuente programable AC Pacific Smartsources 345 AMX	50.000 €
Convertidor Semikron Converter 2	6.000 €
Placa FPGA Spartan XC35S00E más periféricos	310 €
DSP TM320C671x-0	150 €
PC Intel Core i-7	699 €
Total	61.769 €

- Recursos software.

Concepto	Valor
Licencia Matlab	5.995 €
Licencia Windows 7 Professional 64-bit	39,99 €
Total	6.034,99 €

- Recursos oficina.

Concepto	Valor
Material fungible (papel, repuestos, ...)	60 €
Material no fungible	30 €
Total	90 €

Llegados a este punto, se puede realizar el cálculo final del coste que suponen el conjunto de todos los materiales:

Concepto	Valor
Coste material hardware	61.769 €
Coste material software	6.034,99 €
Coste material de oficina	90 €
Total	67.893,99 €

El coste total de los materiales asciende a **sesenta y siete mil ochocientos noventa y tres con noventa y nueve** euros.

2. Coste de la mano de obra

La realización de este proyecto ha sido llevada a cabo por las siguientes personas:

- Un graduado en ingeniería electrónica y automática industrial. Redactor y director del proyecto.

Concepto	Valor
Coste por hora	33,50 €/hora
Total de horas empleadas	642 horas
Total	21.507 €

- Un mecanógrafo. Encargado del mecanografiado del proyecto.

Concepto	Valor
Coste por hora	20,50 €/hora
Total de horas empleadas	100 horas
Total	2.500 €

El coste total de la mano de obra asciende a **veinticuatro mil siete** euros.

3. Presupuesto de ejecución de material

Es la suma total de los importes del coste material y de la mano de obra.

Concepto	Valor
Coste total del material	67.893,99 €
Coste total de la mano de obra	24.007 €
Total	91.900,99 €

El presupuesto total de ejecución material asciende a la cantidad de **noventa y uno mil novecientos con noventa y nueve** euros. En este caso, el proyecto tendrá una coste total de **ciento nueve mil novecientos cuarenta y ocho con setentaicinco** euros (109.948,75 €) teniendo una carga impositiva del 21 % por el IVA.

Parte VI

ANEXOS

Apéndice A

Función: generate_AFCSEP_cont

```
1  function generate_AFCSEP_cont(vectorg ,vectorw ,vectorfi ,ko ,Ts ,kinv ,numCz
    ,denCz , nombre_archivo , version)
2  nombre_archivo_c = sprintf('%s.c', nombre_archivo);
3  nombre_archivo_h = sprintf('%s.h', nombre_archivo);
4  tipo_dato='float';
5  funcion_multiplicacion='matrix_mul_vector';
6  %Formato para definicion de matrices
7  formato_inter=' %18.16f, ';
8  formato_final=' %18.16f}';
9  formato_final_define=' %18.16f}';
10 %%% Archivo C
11 hora=clock;
12 f1=fopen(nombre_archivo_c , 'w');
13
14 %%% Cabecera
15 fprintf(f1 , '/*\n * Controlador AFC mas tecnica Clasica Ts=100micros.
    Jose Manuel del Toro.\n');
16 fprintf(f1 , ' * Automatically generated by generate_AFCSEP_cont.m on: %d
    -%d-%d %d:%2d\n', hora(3) , hora(2) , hora(1) , hora(4) , hora(5));
17 fprintf(f1 , ' * Version del controlador: %s*\n', version);
18
19 fprintf(f1 , '\n');
20
21 fprintf(f1 , '#include <stdio.h>\n');
22 fprintf(f1 , '#include <stdlib.h>\n');
23 fprintf(f1 , '#include <csl.h>\n'); %Para temas interrupciones y bios , ver
    si puedo quitar
24 fprintf(f1 , '#include <csl_irq.h>\n'); %Para temas interrupciones y bios ,
    ver si puedo quitar
25 fprintf(f1 , '#include <math.h>\n');
26 fprintf(f1 , '#include <log.h>\n'); %Tambien historias del dsp
27 fprintf(f1 , '#include <std.h>\n');
28
29 fprintf(f1 , '#include "vectorialControllerVsc1.h"\n');
30 fprintf(f1 , '#include "generaldefs.h"\n');
31 fprintf(f1 , '#include "%s"\n', nombre_archivo_h);
32 fprintf(f1 , '#include "states.h"\n'); %Define estados del controlador
33 fprintf(f1 , '#include "matrix_operations.h"\n');
34
35 fprintf(f1 , '#include "protocol.h" //Para tener los indices de
    las consignas\n');
```

```

36 fprintf(f1, '\n');
37 fprintf(f1, '#include "sineCosineTable.h"\n');
38
39
40 fprintf(f1, '\n');
41
42
43 %Iniciacion de las variables. Todas a cero al principio
44 fprintf(f1, '// Definicion de las Variables, entradas y salidas de los
    controladores\n');
45 fprintf(f1, '%s U_KG0[2]={0,0};\n', tipo_dato); % Referencias de tension
46 fprintf(f1, '%s Y_KG0[2]={0,0};\n', tipo_dato); % Medidas de tension
47 fprintf(f1, '\n');
48
49
50 fprintf(f1, '// Entradas y salidas Controlador Resonador\n');
51
52 for i=1:2
53     fprintf(f1, '%s U_KRES%d[2]={0,0};\n', tipo_dato, i-1); %% La entrada
        es comun para todos
54 end
55
56 fprintf(f1, '%s Y_KRES0[2]={0,0};\n', tipo_dato); %% Salida general del
    resonador
57 fprintf(f1, '\n');
58
59 for i=1:length(vectorg)
60     for j=1:3
61         fprintf(f1, '%s Y_KRES%d%d[2]={0,0};\n', tipo_dato, i, j-1); %% El
            primer indice define el numero del resonador, el segundo el
            instante
62     end
63 end
64 fprintf(f1, '\n');
65
66 %% Variables del controlador de estabilizacion
67 fprintf(f1, '// Entradas y salidas Controlador Estabilizacion\n');
68 for i=1:length(numCz)
69
70     fprintf(f1, '%s U_KLI%d[2]={0,0};\n', tipo_dato, i-1);
71     end
72
73 for i=1:length(numCz)
74
75     fprintf(f1, '%s Y_KLI%d[2]={0,0};\n', tipo_dato, i-1);
76 end
77 fprintf(f1, '\n');
78 %% Coeficientes
79 fprintf(f1, '// Coeficientes del Controlador resonador\n');
80
81 fprintf(f1, '%s ko=%f;\n', tipo_dato, ko); %% Salida general del resonador
82 for i=1:length(vectorg)
83     fprintf(f1, '%s a%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i, vectorg(i)*cos(vectorfi(
        i)));
84     fprintf(f1, '%s b%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i, -vectorg(i)*cos(vectorw(
        i)*Ts+vectorfi(i)));
85     fprintf(f1, '%s c%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i, 2*cos(vectorw(i)*Ts));
86     fprintf(f1, '%s d%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i, -1);

```

```

87     end
88     fprintf(f1, '\n');
89     fprintf(f1, '// Coeficientes del Controlador Estabilizacion\n');
90     for i=1:length(numCz)
91
92         fprintf(f1, '%s CU_KLI%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i-1, numCz(i));
93     end
94
95     for i=1:length(numCz)-1
96
97         fprintf(f1, '%s CY_KLI%d=%18.16f;\n', tipo_dato, i, denCz(i+1));
98     end
99
100    fprintf(f1, '%s Kinv=%18.16f;\n', tipo_dato, kinv);
101
102    fprintf(f1, '\n');
103
104    %
105    % Void AFC
106    fprintf(f1, '\n');
107    fprintf(f1, 'void AFC(Vsc1Struct * vsc1)\n');
108    fprintf(f1, '{\n');
109    fprintf(f1, '    float vca; float vcb; float vcc;\n');
110    fprintf(f1, '\n');
111    fprintf(f1, '    // Transformacion tension condensador medida abc-->ab\n
112        ');
112    fprintf(f1, '    vca = vsc1->dat[UCA];\n');
113    fprintf(f1, '    vcb = vsc1->dat[UCB];\n');
114    fprintf(f1, '    vcc = vsc1->dat[UCC];\n');
115    fprintf(f1, '    abc2alphaBeta(vca, vcb, vcc, vsc1->ucab);\n');
116    fprintf(f1, '\n');
117    fprintf(f1, '    /*\n');
118    fprintf(f1, '        * Asignar entradas al controlador Referencias y
119        medidas de la tension por los condensadores\n');
119    fprintf(f1, '    */\n');
120
121    fprintf(f1, '\n');
122
123    % Entradas del controlador
124    fprintf(f1, '    U_KG0[0]=vsc1->eabRef[0];\n'); %Referencias
125    fprintf(f1, '    U_KG0[1]=vsc1->eabRef[1];\n');
126    fprintf(f1, '    Y_KG0[0]=vsc1->ucab[0];\n'); %Medidas
127    fprintf(f1, '    Y_KG0[1]=vsc1->ucab[1];\n');
128    fprintf(f1, '\n');
129
130    %% Controlador
131
132    fprintf(f1, '    // Controlador Resonador\n');
133    fprintf(f1, '    // Variables Generales de entrada a los controladores
134        en el instante actual\n');
134
135    fprintf(f1, '    U_KRES0[0]=U_KG0[0]-Y_KG0[0];\n');
136    fprintf(f1, '    U_KRES0[1]=U_KG0[1]-Y_KG0[1];\n');
137    fprintf(f1, '\n');
138
139    fprintf(f1, '    //Salidas actuales de los resonadores\n');
140
141    for i=1:length(vectorg)

```

```

142     fprintf(f1, '      Y_KRES %d [0]=a %d*U_KRES0[0]+b %d*U_KRES1[0]+c %d*
      Y_KRES %d [0]+d %d*Y_KRES %d [0];\n', i, i, i, i, i, i, i); %% El primer
      indice define el numero del resonador, el segundo el instante
143     fprintf(f1, '      Y_KRES %d [1]=a %d*U_KRES0[1]+b %d*U_KRES1[1]+c %d*
      Y_KRES %d [1]+d %d*Y_KRES %d [1];\n', i, i, i, i, i, i, i);
144 end
145 fprintf(f1, '\n');
146
147 fprintf(f1, '      //Suma de las salidas de todos los resonadores\n');
148 fprintf(f1, '      Y_KRES0[0]= ');
149 for i=1:length(vectorg)
150     if i==1
151         fprintf(f1, 'ko*U_KRES0[0]+Y_KRES %d [0] ', i);
152     else
153         fprintf(f1, '+Y_KRES %d [0] ', i);
154     end
155 end
156 fprintf(f1, ';\n');
157
158 fprintf(f1, '      Y_KRES0[1]= ');
159 for i=1:length(vectorg)
160     if i==1
161         fprintf(f1, 'ko*U_KRES0[1]+Y_KRES %d [1] ', i);
162     else
163         fprintf(f1, '+Y_KRES %d [1] ', i);
164     end
165 end
166 fprintf(f1, ';\n');
167 fprintf(f1, '\n');
168
169 fprintf(f1, '      // Controlador Estabilizador\n');
170 fprintf(f1, '      // Variables de entrada a los controladores en el
      instante actual\n');
171 fprintf(f1, '      U_KLI0[0]=Y_KRES0[0]-Y_KG0[0]+Kinv*U_KG0[0];\n');
172 fprintf(f1, '      U_KLI0[1]=Y_KRES0[1]-Y_KG0[1]+Kinv*U_KG0[1];\n');
173
174 fprintf(f1, '      //Salidas actuales del Controlador de Estabilizacion ,
      ACTUACIONES\n');
175 fprintf(f1, '      Y_KLI0[0]= ');
176
177 for i=1:length(numCz)
178
179     if i==1
180         fprintf(f1, 'CU_KLI %d*U_KLI %d [0] ', i-1, i-1);
181     else
182         fprintf(f1, '+CU_KLI %d*U_KLI %d [0] ', i-1, i-1);
183     end
184
185 end
186
187 for i=1:length(numCz)-1
188
189     fprintf(f1, '-CY_KLI %d*Y_KLI %d [0] ', i, i);
190
191 end
192
193 fprintf(f1, ';\n');
194 fprintf(f1, '      Y_KLI0[1]= ');

```

```

195     for i=1:length(numCz)
196         if i==1
197             fprintf(f1, 'CU_KLI%d*U_KLI%d[1] ', i-1, i-1);
198         else
199             fprintf(f1, '+CU_KLI%d*U_KLI%d[1] ', i-1, i-1);
200         end
201     end
202
203 end
204
205 for i=1:length(numCz)-1
206     fprintf(f1, '-CY_KLI%d*Y_KLI%d[1] ', i, i);
207
208 end
209 fprintf(f1, ';\n');
210
211 fprintf(f1, '\n');
212
213 fprintf(f1, '      vsc1->uab[0]=Y_KLI0[0];\n');
214 fprintf(f1, '      vsc1->uab[1]=Y_KLI0[1];\n');
215 fprintf(f1, '\n');
216
217 %% Actualizacion de los instantes anteriores
218 fprintf(f1, '      // Instantes anteriores Controlador Resonador\n');
219
220
221 for i=1:1
222     fprintf(f1, '      U_KRES%d[0]=U_KRES%d[0];\n', 2-i, 2-i-1);
223     fprintf(f1, '      U_KRES%d[1]=U_KRES%d[1];\n', 2-i, 2-i-1);
224
225 end
226 fprintf(f1, '\n');
227
228
229 for i=1:length(vectorg)
230     fprintf(f1, '      Y_KRES%d2[0]=Y_KRES%d1[0];\n', i, i);
231     fprintf(f1, '      Y_KRES%d1[0]=Y_KRES%d0[0];\n', i, i);
232     fprintf(f1, '      Y_KRES%d2[1]=Y_KRES%d1[1];\n', i, i);
233     fprintf(f1, '      Y_KRES%d1[1]=Y_KRES%d0[1];\n', i, i);
234 end
235 fprintf(f1, '\n');
236
237
238 fprintf(f1, '      // Instantes anteriores Controlador Estabilizador\n');
239
240 for i=1:length(numCz)-1
241     fprintf(f1, '      U_KLI%d[0]=U_KLI%d[0];\n', length(numCz)-i, length(
242         numCz)-i-1);
243
244 end
245 fprintf(f1, '\n');
246 for i=1:length(numCz)-1
247     fprintf(f1, '      Y_KLI%d[0]=Y_KLI%d[0];\n', length(numCz)-i, length(
248         numCz)-i-1);
249
250 end

```

```

251     fprintf(f1, '\n');
252     for i=1:length(numCz)-1
253
254         fprintf(f1, '      U_KLI%d[1]=U_KLI%d[1];\n', length(numCz)-i, length(numCz)
                -i-1);
255
256     end
257     fprintf(f1, '\n');
258     for i=1:length(numCz)-1
259
260         fprintf(f1, '      Y_KLI%d[1]=Y_KLI%d[1];\n', length(numCz)-i, length(
                numCz)-i-1);
261
262     end
263     fprintf(f1, '\n');
264
265
266     fprintf(f1, '}\n');
267
268     %% RESET AFC. Entradas a cero
269
270     fprintf(f1, '\n');
271     fprintf(f1, '\n');
272     fprintf(f1, 'void AFC_reset(float * dat)\n');
273     fprintf(f1, '{\n');
274
275
276     fprintf(f1, '// Todas las variables a 0\n');
277     fprintf(f1, '      U_KG0[0]=0;\n'); % Referencias de tension
278     fprintf(f1, '      U_KG0[1]=0;\n'); % Referencias de tension
279     fprintf(f1, '      Y_KG0[0]=0;\n'); % Medidas de tension
280     fprintf(f1, '      Y_KG0[1]=0;\n'); % Medidas de tension
281     fprintf(f1, '\n');
282
283
284     fprintf(f1, '// Entradas y salidas Controlador Resonador\n');
285
286     for i=1:2
287         fprintf(f1, '      U_KRES%d[0]=0;\n', i-1); %% La entrada es comun para
                todos
288         fprintf(f1, '      U_KRES%d[1]=0;\n', i-1); %% La entrada es comun para
                todos
289     end
290
291     fprintf(f1, '      Y_KRES0[0]=0;\n'); %% Salida general del resonador
292     fprintf(f1, '      Y_KRES0[1]=0;\n'); %% Salida general del resonador
293     fprintf(f1, '\n');
294
295     for i=1:length(vectorg)
296         for j=1:3
297             fprintf(f1, '      Y_KRES%d%d[0]=0;\n', i, j-1); %% El primer indice
                define el numero del resonador, el segundo el instante
298             fprintf(f1, '      Y_KRES%d%d[1]=0;\n', i, j-1); %% El primer indice
                define el numero del resonador, el segundo el instante
299         end
300     end
301     fprintf(f1, '\n');
302

```

```

303 %%Variables del controlador de estabilizacion
304 fprintf(f1, '// Entradas y salidas Controlador Estabilizacion\n');
305 for i=1:length(numCz)
306
307     fprintf(f1, '    U_KLI%d[0]=0;\n', i-1);
308     fprintf(f1, '    U_KLI%d[1]=0;\n', i-1);
309 end
310
311 for i=1:length(numCz)
312
313     fprintf(f1, '    Y_KLI%d[0]=0;\n', i-1);
314     fprintf(f1, '    Y_KLI%d[1]=0;\n', i-1);
315 end
316 fprintf(f1, '\n');
317
318 fprintf(f1, '\n');
319
320
321 fprintf(f1, '}\n');
322
323 fclose(f1);
324
325 %% Archivo H. DEfiniciones
326 hora=clock;
327 f2=fopen(nombre_archivo_h, 'w');
328
329 fprintf(f2, '/*\n * Archivo H de Controlador AFC mas tecnica Clasica Ts
    =100micros. Jose Manuel del Toro.\n');
330 fprintf(f2, ' * Automatically generated by generate_AFC_cont.m on: %d-%d
    -%d %d:%2d\n', hora(3), hora(2), hora(1), hora(4), hora(5));
331 fprintf(f2, ' * Version del controlador: %s*\n', version);
332 fprintf(f2, '\n');
333
334 fprintf(f2, '\n');
335 fprintf(f2, 'void AFC(Vsc1Struct * vsc1);\n');
336 fprintf(f2, 'void lazo_externo(Vsc1Struct * vsc1);\n');
337 fprintf(f2, 'void calculo_irefab(Vsc1Struct * vsc1);\n');
338 fprintf(f2, 'void AFC_reset(float * dat);\n');
339 fprintf(f2, 'void lazo_externo_reset(float * dat);\n');
340
341 fclose(f2);

```


Apéndice B

Función: generate_Hinf_cont_4Entradas

```
1  function generate_Hinf_cont_4Entradas(A_K, B_K, C_K, D_K, X_K_0, Y_K_0,
    nombre_archivo, version)
2  nombre_archivo_c = sprintf('%s.c', nombre_archivo);
3  nombre_archivo_h = sprintf('%s.h', nombre_archivo);
4  tipo_dato='float';
5  funcion_multiplicacion='matrix_mul_vector';
6  %Formato para definicion de matrices
7  formato_inter=' %18.16f, ';
8  formato_final=' %18.16f}';
9  formato_final_define=' %18.16f}';
10 %%% Archivo C
11 hora=clock;
12 f1=fopen(nombre_archivo_c, 'w');
13
14 %%% Cabecera
15 fprintf(f1, '/*\n * Clasic Controller Ts=100micros. Jose Manuel del Toro
    .\n');
16 fprintf(f1, ' * Automatically generated by generate_Hinf_cont_4Entradas.
    m on: %d-%d-%d %d:%d\n', hora(3), hora(2), hora(1), hora(4), hora(5));
17 fprintf(f1, ' * Version del controlador: %s*\n', version);
18
19
20 fprintf(f1, '\n');
21
22 fprintf(f1, '#include <stdio.h>\n');
23 fprintf(f1, '#include <stdlib.h>\n');
24 fprintf(f1, '#include <csl.h>\n'); %Para temas interrupciones y bios, ver
    si puedo quitar
25 fprintf(f1, '#include <csl_irq.h>\n'); %Para temas interrupciones y bios,
    ver si puedo quitar
26 fprintf(f1, '#include <math.h>\n');
27 fprintf(f1, '#include <log.h>\n'); %Tambien historias del dsp
28 fprintf(f1, '#include <std.h>\n');
29
30 fprintf(f1, '#include "vectorialControllerVsc1.h"\n');
31 fprintf(f1, '#include "generaldefs.h"\n');
32 fprintf(f1, '#include "%s"\n', nombre_archivo_h);
33 fprintf(f1, '#include "states.h"\n'); %Define estados del controlador
```

```

34 fprintf(f1, '#include "matrix_operations.h"\n');
35
36 fprintf(f1, '#include "protocol.h"           //Para tener los indices de
    las consignas\n');
37 fprintf(f1, '\n');
38 fprintf(f1, '#include "sineCosineTable.h"\n');
39
40
41 %%Defines de dimensiones
42
43 size_B_K=size(B_K);
44 size_D_K=size(D_K);
45 n_states_K=size_B_K(1);
46 n_inputs_K=size_B_K(2);
47 n_outputs_K=size_D_K(1);
48
49 % Comprobacion por seguridad
50 if (size_B_K(2)~= size_D_K(2))
51 fprintf(f1, 'ERROR EN LOS DATOS\n\n');
52 return;
53 end
54
55 %%Variables globales (Vectores de estado)
56
57 %Vector X_K inicial
58 fprintf(f1, '\n');
59 fprintf(f1, '\n');
60 fprintf(f1, 'static float X_K[%d]={ ', n_states_K);
61 for row=[1:n_states_K]
62     if (row==n_states_K)
63         fprintf(f1, formato_final, X_K_0(row));
64     else
65         fprintf(f1, formato_inter, X_K_0(row));
66     end
67 end
68 fprintf(f1, '\n');
69 fprintf(f1, 'float x_init[%d]={ ', n_states_K);
70 for row=[1:n_states_K]
71     if (row==n_states_K)
72         fprintf(f1, formato_final, X_K_0(row));
73     else
74         fprintf(f1, formato_inter, X_K_0(row));
75     end
76 end
77 fprintf(f1, '\n');
78
79
80 %Vector Y_K inicial
81 fprintf(f1, '\n');
82 fprintf(f1, '\n');
83 fprintf(f1, '// %s u_ab0[%d]={ ', tipo_dato, 2);
84 for row=[1:2]
85     if (row==2)
86         fprintf(f1, formato_final, Y_K_0(row));
87     else
88         fprintf(f1, formato_inter, Y_K_0(row));
89     end
90 end

```

```

91     fprintf(f1, '\n');
92
93     %Matriz A_K
94     fprintf(f1, '\n');
95     fprintf(f1, '%s A_K[%d]={\n', tipo_dato, n_states_K^2);
96     for row=[1:n_states_K]
97         for col=[1:n_states_K]
98             if (row==n_states_K && col==n_states_K)
99                 fprintf(f1, formato_final, A_K(row, col));
100             else
101                 fprintf(f1, formato_inter, A_K(row, col));
102             end
103         end
104     fprintf(f1, '\n');
105 end
106
107 %Matrix B_K
108 fprintf(f1, '\n');
109 fprintf(f1, '\n');
110 fprintf(f1, '%s B_K[%d]={\n', tipo_dato, n_states_K*n_inputs_K);
111 for row=[1:n_states_K]
112     for col=[1:n_inputs_K]
113         if (row==n_states_K && col==n_inputs_K)
114             fprintf(f1, formato_final, B_K(row, col));
115         else
116             fprintf(f1, formato_inter, B_K(row, col));
117         end
118     end
119 fprintf(f1, '\n');
120 end
121
122 %Matrix C_K
123 fprintf(f1, '\n');
124 fprintf(f1, '\n');
125 fprintf(f1, '%s C_K[%d]={\n', tipo_dato, n_outputs_K*n_states_K);
126 for row=[1:n_outputs_K]
127     for col=[1:n_states_K]
128         if (row==n_outputs_K && col==n_states_K)
129             fprintf(f1, formato_final, C_K(row, col));
130         else
131             fprintf(f1, formato_inter, C_K(row, col));
132         end
133     end
134 fprintf(f1, '\n');
135 end
136
137 %Matrix D_K
138 fprintf(f1, '\n');
139 fprintf(f1, '\n');
140 fprintf(f1, '%s D_K[%d]={\n', tipo_dato, n_outputs_K*n_inputs_K);
141 for row=[1:n_outputs_K]
142     for col=[1:n_inputs_K]
143         if (row==n_outputs_K && col==n_inputs_K)
144             fprintf(f1, formato_final, D_K(row, col));
145         else
146             fprintf(f1, formato_inter, D_K(row, col));
147         end
148     end
149 end

```

```

149     fprintf(f1, '\n');
150     end
151
152     fprintf(f1, '\n');
153
154     fprintf(f1, '%s U_K[N_INPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
155     fprintf(f1, '%s Y_K[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
156
157     fprintf(f1, '%s Y_K_pre_1[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
158     fprintf(f1, '%s Y_K_pre_2[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
159     fprintf(f1, '%s X_K_pre_1[N_STATES_K_HINF];\n', tipo_dato);
160     fprintf(f1, '%s X_K_pre_2[N_STATES_K_HINF];\n', tipo_dato);
161
162     %Empieza la funcion. EDITAR
163     fprintf(f1, '\n');
164     fprintf(f1, 'void hinf(Vsc1Struct * vsc1)\n');
165     fprintf(f1, '{\n');
166     fprintf(f1, '    int i;\n');
167     fprintf(f1, '    float vca; float vcb; float vcc;\n');
168     fprintf(f1, '\n');
169     fprintf(f1, '    // Transformacion tension condensador medida abc-->ab\n');
170     fprintf(f1, '    vca = vsc1->dat[UCA];\n');
171     fprintf(f1, '    vcb = vsc1->dat[UCB];\n');
172     fprintf(f1, '    vcc = vsc1->dat[UCC];\n');
173     fprintf(f1, '    abc2alphaBeta(vca, vcb, vcc, vsc1->ucab);\n');
174     fprintf(f1, '\n');
175     fprintf(f1, '    /*\n');
176     fprintf(f1, '        * Asignar entradas al controlador [vc_ref(a);vc(a)');
177     fprintf(f1, '        vc_ref(b);vc(b)\n');
178
179
180     %Modificar mis entradas
181     fprintf(f1, '    U_K[0]=vsc1->eabRef[0];\n');
182     fprintf(f1, '    U_K[1]=vsc1->ucab[0];\n');
183     fprintf(f1, '    U_K[2]=vsc1->eabRef[1];\n');
184     fprintf(f1, '    U_K[3]=vsc1->ucab[1];\n');
185     fprintf(f1, '\n');
186
187     fprintf(f1, '    /*\n');
188     fprintf(f1, '        * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE SALIDA\n');
189     fprintf(f1, '        */\n');
190     fprintf(f1, '    // Y_K=C_K*X_K + D_K*U_K\n');
191     fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(C_K, N_OUTPUTS_K_HINF,N_STATES_K_HINF');
192     fprintf(f1, '    , X_K,Y_K_pre_1);\n');
193     fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(D_K, N_OUTPUTS_K_HINF,N_INPUTS_K_HINF');
194     fprintf(f1, '    , U_K,Y_K_pre_2);\n');
195     fprintf(f1, '    for (i=0;i<N_OUTPUTS_K_HINF;i++)\n');
196     fprintf(f1, '        Y_K[i]=Y_K_pre_1[i]+Y_K_pre_2[i];\n');
197     fprintf(f1, '    vsc1->uab[0]=Y_K[0];\n');
198     fprintf(f1, '    vsc1->uab[1]=Y_K[1];\n');
199     fprintf(f1, '\n');
200     fprintf(f1, '    /*\n');
201     fprintf(f1, '        * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE ESTADOS PARA k+1\n');
202     fprintf(f1, '        */\n');
203     fprintf(f1, '    //X_[k+1]=A_K*X_K + B_K*U_K\n');

```

```

202     fprintf(f1, '      matrix_mul_vector(A_K,N_STATES_K_HINF, N_STATES_K_HINF,
      X_K,X_K_pre_1);\n');
203     fprintf(f1, '      matrix_mul_vector(B_K,N_STATES_K_HINF, N_INPUTS_K_HINF,
      U_K,X_K_pre_2);\n');
204     fprintf(f1, '      for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)\n');
205     fprintf(f1, '          X_K[i]=X_K_pre_1[i]+X_K_pre_2[i];\n');
206     fprintf(f1, '      }\n');
207     fprintf(f1, '\n');
208     fprintf(f1, '\n');
209     fprintf(f1, 'void hinf_reset(float * dat)\n');
210     fprintf(f1, '{\n');
211     fprintf(f1, 'int i=0;\n');
212     fprintf(f1, '\n');
213     fprintf(f1, 'for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)\n');
214     fprintf(f1, '    X_K[i]=x_init[i];\n');
215     fprintf(f1, '}\n');
216     fclose(f1);
217     %% Archivo H
218     hora=clock;
219     f2=fopen(nombre_archivo_h, 'w');
220
221     fprintf(f2, '/*\n * Archivo H de QFT controller. Jose Manuel del Toro.\n
      ');\n');
222     fprintf(f2, ' * Automatically generated by generate_hinf_cont.m on: %d-%
      d-%d %d:%d\n', hora(3), hora(2), hora(1), hora(4), hora(5));
223     fprintf(f2, ' * Version del controlador: %s*\n', version);
224     fprintf(f2, '\n');
225     fprintf(f2, '#ifndef _HINF_SIM_H\n');
226     fprintf(f2, '#define _HINF_SIM_H\n');
227     fprintf(f2, '#endif\n');
228
229     fprintf(f2, '\n');
230     fprintf(f2, '#define N_STATES_K_HINF %d\n', n_states_K);
231     fprintf(f2, '#define N_INPUTS_K_HINF %d\n', n_inputs_K);
232     fprintf(f2, '#define N_OUTPUTS_K_HINF %d\n', n_outputs_K);
233     fprintf(f2, '\n');
234
235     fprintf(f2, '\n');
236     fprintf(f2, 'void hinf(Vsc1Struct * vsc1);\n');
237     fprintf(f2, 'void lazo_externo(Vsc1Struct * vsc1);\n');
238     fprintf(f2, 'void calculo_irefab(Vsc1Struct * vsc1);\n');
239     fprintf(f2, 'void hinf_reset(float * dat);\n');
240     fprintf(f2, 'void lazo_externo_reset(float * dat);\n');
241
242     fclose(f2);

```


Apéndice C

Código: AFC.c

```
1
2  /*
3  * Controlador AFC mas tecnica Clasica Ts=100micros. Jose Manuel del
4  * Toro.
5  * Automatically generated by generate_AFCSEP_cont.m on: 21-8-2017
6  * 19:12
7  * Version del controlador: 1*/
8
9  #include <stdio.h>
10 #include <stdlib.h>
11 #include <csl.h>
12 #include <csl_irq.h>
13 #include <math.h>
14 #include <log.h>
15 #include <std.h>
16 #include "vectorialControllerVsc1.h"
17 #include "generaldefs.h"
18 #include "yshaping.h"
19 #include "states.h"
20 #include "matrix_operations.h"
21 #include "protocol.h" //Para tener los indices de las
22 consignas
23
24 #include "sineCosineTable.h"
25
26 // Definicion de las Variables , entradas y salidas de los controladores
27 float U_KG0[2]={0,0};
28 float Y_KG0[2]={0,0};
29
30 // Entradas y salidas Controlador Resonador
31 float U_KRES0[2]={0,0};
32 float U_KRES1[2]={0,0};
33 float Y_KRES0[2]={0,0};
34 float Y_KRES10[2]={0,0};
35 float Y_KRES11[2]={0,0};
36 float Y_KRES12[2]={0,0};
37 float Y_KRES20[2]={0,0};
38 float Y_KRES21[2]={0,0};
39 float Y_KRES22[2]={0,0};
40 float Y_KRES30[2]={0,0};
```

```

39 float Y_KRES31[2]={0,0};
40 float Y_KRES32[2]={0,0};
41 float Y_KRES40[2]={0,0};
42 float Y_KRES41[2]={0,0};
43 float Y_KRES42[2]={0,0};
44
45 // Entradas y salidas Controlador Estabilizacion
46 float U_KLI0[2]={0,0};
47 float U_KLI1[2]={0,0};
48 float U_KLI2[2]={0,0};
49 float U_KLI3[2]={0,0};
50 float U_KLI4[2]={0,0};
51 float Y_KLI0[2]={0,0};
52 float Y_KLI1[2]={0,0};
53 float Y_KLI2[2]={0,0};
54 float Y_KLI3[2]={0,0};
55 float Y_KLI4[2]={0,0};
56
57 // Coeficientes del Controlador resonador
58 float ko=0.010000;
59 float a1=0.0247917790595773;
60 float b1=-0.0248806849995458;
61 float c1=1.9990131207314632;
62 float d1=-1.0000000000000000;
63 float a2=0.0038246070045922;
64 float b2=-0.0042813354230016;
65 float c2=1.9753766811902755;
66 float d2=-1.0000000000000000;
67 float a3=0.001000000000000000;
68 float b3=-0.0013537519393653;
69 float c3=1.9518335238774949;
70 float d3=-1.0000000000000000;
71 float a4=-0.0001710100716628;
72 float b4=0.0000017453257076;
73 float c4=1.8817615379084509;
74 float d4=-1.0000000000000000;
75
76 // Coeficientes del Controlador Estabilizacion
77 float CU_KLI0=0.8456879705670179;
78 float CU_KLI1=0.0630824343978343;
79 float CU_KLI2=-1.5665215680834585;
80 float CU_KLI3=0.0604614429076520;
81 float CU_KLI4=0.8443774748219268;
82 float CY_KLI1=0.3209965576681508;
83 float CY_KLI2=-1.3730181105774855;
84 float CY_KLI3=-0.2244972894572316;
85 float CY_KLI4=0.4891416922467932;
86 float Kinv=1.8538929766377703;
87
88
89 void AFC(Vsc1Struct * vsc1)
90 {
91     float vca;float vcb;float vcc;
92
93     // Transformacion tension condensador medida abc-->ab
94     vca = vsc1->dat[UCA];
95     vcb = vsc1->dat[UCB];
96     vcc = vsc1->dat[UCC];

```

```

97     abc2alphaBeta(vca , vcb , vcc , vsc1->ucab);
98
99     /*
100     * Asignar entradas al controlador Referencias y medidas de la
101       tension por los condensadores
102     */
103     U_KG0[0]=vsc1->eabRef[0];
104     U_KG0[1]=vsc1->eabRef[1];
105     Y_KG0[0]=vsc1->ucab[0];
106     Y_KG0[1]=vsc1->ucab[1];
107
108     // Controlador Resonador
109     // Variables Generales de entrada a los controladores en el
110       instante actual
111     U_KRES0[0]=U_KG0[0] - Y_KG0[0];
112     U_KRES0[1]=U_KG0[1] - Y_KG0[1];
113
114     //Salidas actuales de los resonadores
115     Y_KRES10[0]=a1*U_KRES0[0]+b1*U_KRES1[0]+c1*Y_KRES11[0]+d1*Y_KRES12
116       [0];
117     Y_KRES10[1]=a1*U_KRES0[1]+b1*U_KRES1[1]+c1*Y_KRES11[1]+d1*Y_KRES12
118       [1];
119     Y_KRES20[0]=a2*U_KRES0[0]+b2*U_KRES1[0]+c2*Y_KRES21[0]+d2*Y_KRES22
120       [0];
121     Y_KRES20[1]=a2*U_KRES0[1]+b2*U_KRES1[1]+c2*Y_KRES21[1]+d2*Y_KRES22
122       [1];
123     Y_KRES30[0]=a3*U_KRES0[0]+b3*U_KRES1[0]+c3*Y_KRES31[0]+d3*Y_KRES32
124       [0];
125     Y_KRES30[1]=a3*U_KRES0[1]+b3*U_KRES1[1]+c3*Y_KRES31[1]+d3*Y_KRES32
126       [1];
127     Y_KRES40[0]=a4*U_KRES0[0]+b4*U_KRES1[0]+c4*Y_KRES41[0]+d4*Y_KRES42
128       [0];
129     Y_KRES40[1]=a4*U_KRES0[1]+b4*U_KRES1[1]+c4*Y_KRES41[1]+d4*Y_KRES42
130       [1];
131
132     //Suma de las salidas de todos los resonadores
133     Y_KRES0[0]=ko*U_KRES0[0]+Y_KRES10[0]+Y_KRES20[0]+Y_KRES30[0]+
134       Y_KRES40[0];
135     Y_KRES0[1]=ko*U_KRES0[1]+Y_KRES10[1]+Y_KRES20[1]+Y_KRES30[1]+
136       Y_KRES40[1];
137
138     // Controlador Estabilizador
139     // Variables de entrada a los controladores en el instante actual
140     U_KLI0[0]=Y_KRES0[0] - Y_KG0[0]+Kinv*U_KG0[0];
141     U_KLI0[1]=Y_KRES0[1] - Y_KG0[1]+Kinv*U_KG0[1];
142     //Salidas actuales del Controlador de Estabilizacion , ACTUACIONES
143     Y_KLI0[0]=CU_KLI0*U_KLI0[0]+CU_KLI1*U_KLI1[0]+CU_KLI2*U_KLI2[0]+
144       CU_KLI3*U_KLI3[0]+CU_KLI4*U_KLI4[0] - CY_KLI1*Y_KLI1[0] - CY_KLI2*
145       Y_KLI2[0] - CY_KLI3*Y_KLI3[0] - CY_KLI4*Y_KLI4[0];
146     Y_KLI0[1]=CU_KLI0*U_KLI0[1]+CU_KLI1*U_KLI1[1]+CU_KLI2*U_KLI2[1]+
147       CU_KLI3*U_KLI3[1]+CU_KLI4*U_KLI4[1] - CY_KLI1*Y_KLI1[1] - CY_KLI2*
148       Y_KLI2[1] - CY_KLI3*Y_KLI3[1] - CY_KLI4*Y_KLI4[1];
149
150     vsc1->uab[0]=Y_KLI0[0];
151     vsc1->uab[1]=Y_KLI0[1];
152
153     // Instantes anteriores Controlador Resonador

```

```

139     U_KRES1[0]=U_KRES0 [ 0 ] ;
140     U_KRES1[1]=U_KRES0 [ 1 ] ;
141
142     Y_KRES12[0]=Y_KRES11 [ 0 ] ;
143     Y_KRES11[0]=Y_KRES10 [ 0 ] ;
144     Y_KRES12[1]=Y_KRES11 [ 1 ] ;
145     Y_KRES11[1]=Y_KRES10 [ 1 ] ;
146     Y_KRES22[0]=Y_KRES21 [ 0 ] ;
147     Y_KRES21[0]=Y_KRES20 [ 0 ] ;
148     Y_KRES22[1]=Y_KRES21 [ 1 ] ;
149     Y_KRES21[1]=Y_KRES20 [ 1 ] ;
150     Y_KRES32[0]=Y_KRES31 [ 0 ] ;
151     Y_KRES31[0]=Y_KRES30 [ 0 ] ;
152     Y_KRES32[1]=Y_KRES31 [ 1 ] ;
153     Y_KRES31[1]=Y_KRES30 [ 1 ] ;
154     Y_KRES42[0]=Y_KRES41 [ 0 ] ;
155     Y_KRES41[0]=Y_KRES40 [ 0 ] ;
156     Y_KRES42[1]=Y_KRES41 [ 1 ] ;
157     Y_KRES41[1]=Y_KRES40 [ 1 ] ;
158
159     // Instantes anteriores Controlador Estabilizador
160     U_KLI4[0]=U_KLI3 [ 0 ] ;
161     U_KLI3[0]=U_KLI2 [ 0 ] ;
162     U_KLI2[0]=U_KLI1 [ 0 ] ;
163     U_KLI1[0]=U_KLI0 [ 0 ] ;
164
165     Y_KLI4[0]=Y_KLI3 [ 0 ] ;
166     Y_KLI3[0]=Y_KLI2 [ 0 ] ;
167     Y_KLI2[0]=Y_KLI1 [ 0 ] ;
168     Y_KLI1[0]=Y_KLI0 [ 0 ] ;
169
170     U_KLI4[1]=U_KLI3 [ 1 ] ;
171     U_KLI3[1]=U_KLI2 [ 1 ] ;
172     U_KLI2[1]=U_KLI1 [ 1 ] ;
173     U_KLI1[1]=U_KLI0 [ 1 ] ;
174
175     Y_KLI4[1]=Y_KLI3 [ 1 ] ;
176     Y_KLI3[1]=Y_KLI2 [ 1 ] ;
177     Y_KLI2[1]=Y_KLI1 [ 1 ] ;
178     Y_KLI1[1]=Y_KLI0 [ 1 ] ;
179
180 }
181
182
183 void AFC_reset( float * dat)
184 {
185     // Todas las variables a 0
186     U_KG0[0]=0;
187     U_KG0[1]=0;
188     Y_KG0[0]=0;
189     Y_KG0[1]=0;
190
191     // Entradas y salidas Controlador Resonador
192     U_KRES0[0]=0;
193     U_KRES0[1]=0;
194     U_KRES1[0]=0;
195     U_KRES1[1]=0;
196     Y_KRES0[0]=0;

```



```
197     Y_KRES0[1]=0;
198
199     Y_KRES10[0]=0;
200     Y_KRES10[1]=0;
201     Y_KRES11[0]=0;
202     Y_KRES11[1]=0;
203     Y_KRES12[0]=0;
204     Y_KRES12[1]=0;
205     Y_KRES20[0]=0;
206     Y_KRES20[1]=0;
207     Y_KRES21[0]=0;
208     Y_KRES21[1]=0;
209     Y_KRES22[0]=0;
210     Y_KRES22[1]=0;
211     Y_KRES30[0]=0;
212     Y_KRES30[1]=0;
213     Y_KRES31[0]=0;
214     Y_KRES31[1]=0;
215     Y_KRES32[0]=0;
216     Y_KRES32[1]=0;
217     Y_KRES40[0]=0;
218     Y_KRES40[1]=0;
219     Y_KRES41[0]=0;
220     Y_KRES41[1]=0;
221     Y_KRES42[0]=0;
222     Y_KRES42[1]=0;
223
224     // Entradas y salidas Controlador Estabilizacion
225     U_KLI0[0]=0;
226     U_KLI0[1]=0;
227     U_KLI1[0]=0;
228     U_KLI1[1]=0;
229     U_KLI2[0]=0;
230     U_KLI2[1]=0;
231     U_KLI3[0]=0;
232     U_KLI3[1]=0;
233     U_KLI4[0]=0;
234     U_KLI4[1]=0;
235     Y_KLI0[0]=0;
236     Y_KLI0[1]=0;
237     Y_KLI1[0]=0;
238     Y_KLI1[1]=0;
239     Y_KLI2[0]=0;
240     Y_KLI2[1]=0;
241     Y_KLI3[0]=0;
242     Y_KLI3[1]=0;
243     Y_KLI4[0]=0;
244     Y_KLI4[1]=0;
245
246 }
```


Apéndice D

Código: AFC.h

```
1
2/*
3 * Archivo H de Controlador AFC mas tecnica Clasica Ts=100micros. Jose
4   Manuel del Toro.
5 * Automatically generated by generate_AFCSEP_cont.m on: 21-8-2017 19:12
6 * Version del controlador: 1*/
7
8 void AFC(Vsc1Struct * vsc1);
9 void AFC_reset(float * dat);
```


Código: Hinf.c

223

```

0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000};

25
26
27 //float u_ab0[2]={ 0.0000000000000000, 0.0000000000000000};
28
29 float A_K[1024]={
30 0.4458675700743941, -7.7429686611518003, 4.3955490420302956,
    -0.9744259915159047, 0.0766759960648338, 0.2774813264155643,
    -0.0479044702563822, -0.0786830709064052, -0.5618090738377842,
    -0.5186803894752008, 0.2052208829884697, 0.7695595648978029,
    -1.5516141499747997, 2.0415077721419856, 3.8024163881210900,
    0.1039530347875691, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
31 -0.0027413270962630, 0.1646889344690799, 0.0893888971262221,
    -0.0976976254942385, -0.0204303636348934, 0.0397396173416791,
    -0.0080366870689408, 0.0119506356982465, -0.0296709015428736,
    0.0020495851608777, 0.0074857133528580, -0.0022133818304295,
    0.0127347043224072, -0.0100391671722264, -0.0186720765889347,
    -0.0005157427986898, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
32 -0.0024206964019287, -0.5407973392309959, 0.6463011330116469,
    0.0435274338282236, -0.0639644930592147, -0.0342184628526799,
    0.0271058465416919, -0.0185897771092809, -0.0051162271455109,
    0.0290827977892563, 0.0122607988116805, 0.0157497684698634,
    -0.0283552389862408, 0.0538238676259187, 0.1001610593958581,
    0.0027417396940753, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
33 -0.0079102118638197, 0.1672379914620751, -0.0446634545049816,
    0.9538638792316029, 0.1821624493674439, -0.0086016541848434,
    -0.0904120748904681, 0.0249794941345652, -0.0296445233056962,
    -0.0564560601011692, -0.0108611950435018, -0.0007549817646853,
    -0.0229523477505459, 0.0186350052257066, 0.0347673961213328,
    0.0009477141761302, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
    0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
34 -0.0139358336848030, -0.2151691795833645, 0.1229060936455967,
    -0.2160949892868707, 0.9522968010071293, 0.0889683362191989,
    0.0143723493951385, -0.0185336907757288, -0.0347212434982784,
    0.0103511658201241, 0.0242363284470959, 0.0256696981580210,

```

-0.0504838168943809, 0.0711722219442227, 0.1325202828131372,
0.0036244650106021, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
35 -0.0015044162236054, -0.2074637700306461, 0.0721167963003315,
0.0289087326993500, -0.0277405343039934, 0.9713358618200392,
0.2396104591655750, 0.0172624311077738, -0.0034577629258928,
0.0357673010576288, 0.0073733333070682, 0.0442321926021535,
0.0265748248631543, -0.0078233441797423, -0.0145522237482120,
-0.0003947635636827, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
36 -0.0053612424574601, -0.2728753653296135, 0.1235795431928946,
-0.0165621450473573, 0.0368190484322798, -0.2324034216217497,
0.9411741691493109, 0.0563753509106906, -0.0127256188154412,
-0.0725293518095655, -0.0788908991204886, -0.0071934101965820,
-0.0027675948860891, -0.0076537205879192, -0.0141073526978990,
-0.0003932800978247, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
37 -0.0147533478137452, -0.1975758025267212, 0.1080632566907746,
-0.0718474752821520, -0.0112156612812183, 0.0375526962753839,
-0.0440423968504485, 0.9748522698025335, -0.0601221414768457,
0.0863215280187306, 0.0321097472198086, -0.0059070394541198,
-0.0150942106775781, 0.0621655990890833, 0.1155558240881167,
0.0031659077123166, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
38 0.0039686149002887, 0.5109104446084832, -0.2904370294499892,
0.0639215659388530, -0.0351534998304458, -0.0409504353895692,
0.0060297618499409, 0.0489896914221208, 0.9571477188639748,
-0.1717020367365998, -0.0693236293733848, 0.0417722225948603,
-0.0926781100181640, 0.0439902553883881, 0.0822554673705807,
0.0022409482787899, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
39 -0.0497098285464764, -2.4555120185304804, 1.4086470945777270,
-0.3161299362935026, 0.2575354393355300, 0.0082829619817171,
-0.0640043751690288, 0.0490434888113540, 0.1424473916303080,
0.7914735611804957, -0.1354272674548629, 0.0450426092286447,
-0.1202909974140432, -0.0146000162427582, -0.0264101206299180,
-0.0007630926160139, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,

```
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
40 -0.0413669401672675, -1.5394014105271074, 0.8734585485507506,
-0.2497806379550258, 0.1409892524078613, 0.0323425598907345,
-0.0292195893928422, 0.0619500845390217, -0.0278336590574618,
-0.0058744600905288, 0.9477095237093134, 0.2718053203821284,
-0.0424310883851020, 0.0349260114411871, 0.0656558739028990,
0.0017775963609940, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
41 0.0001719687848507, 0.1556308210158083, -0.0957267110005235,
0.0081268179010159, -0.0245767802979285, -0.0324708060971208,
-0.0287699679196493, -0.0039757982267877, -0.0205692540723291,
-0.0319015315083305, -0.2711452162845983, 0.9338297593871018,
0.1233265445373098, 0.0119350522381275, 0.0221882522906441,
0.0006174166766493, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
42 -0.1760422645791417, -6.9919774727831827, 4.0173336717274166,
-1.0980594771872894, 0.6873712236497648, 0.2264458958727454,
-0.3577367155009642, 0.2200960421890732, -0.0509234504814387,
-0.3416199976553646, 0.0596794497431419, -0.2570169495307020,
0.8124061113025128, 0.1010298398463896, 0.1882180272963910,
0.0050655829163574, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
43 -0.2512095718191035, -10.3723284459362170, 5.9524930872693682,
-1.6625156908973655, 1.0208035554063375, 0.3503578936274017,
-0.5963355470317527, 0.4078046780871475, -0.2286021005937913,
-0.6881107326141588, -0.0092046378031491, -0.1902396114991414,
-0.2434850873962329, 0.6619252894695152, -0.4496155009987202,
-0.0081737479685935, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
44 0.1240770971809957, 0.6308772398500137, -0.3447181215029946,
0.1318338695826636, 0.1180739469309659, -0.0940135389530889,
-0.0061405935665751, 0.1213481310886051, 0.1094734500301187,
-0.0518356532743803, -0.1538008899931232, 0.0309372052332901,
0.2911441502209761, -0.1835816090658596, -0.3445760319476348,
-0.0514123622208493, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
```



```
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
45 -0.0042880546644474, 0.0095220870747264, -0.0062061357342722,
0.0001949294214606, -0.0085875679440892, 0.0028870981719498,
0.0024535044947828, -0.0064487097823685, -0.0038100286668544,
0.0042943580700239, 0.0066234448502233, -0.0002537125729970,
-0.0123791654128814, 0.0136336434751757, 0.0445355450192398,
-0.9381292955048327, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
46 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.4458675700743941, -7.7429686611518003,
4.3955490420302956, -0.9744259915159047, 0.0766759960648338,
0.2774813264155643, -0.0479044702563822, -0.0786830709064052,
-0.5618090738377842, -0.5186803894752008, 0.2052208829884697,
0.7695595648978029, -1.5516141499747997, 2.0415077721419856,
3.8024163881210900, 0.1039530347875691,
47 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0027413270962630, 0.1646889344690799,
0.0893888971262221, -0.0976976254942385, -0.0204303636348934,
0.0397396173416791, -0.0080366870689408, 0.0119506356982465,
-0.0296709015428736, 0.0020495851608777, 0.0074857133528580,
-0.0022133818304295, 0.0127347043224072, -0.0100391671722264,
-0.0186720765889347, -0.0005157427986898,
48 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0024206964019287, -0.5407973392309959,
0.6463011330116469, 0.0435274338282236, -0.0639644930592147,
-0.0342184628526799, 0.0271058465416919, -0.0185897771092809,
-0.0051162271455109, 0.0290827977892563, 0.0122607988116805,
0.0157497684698634, -0.0283552389862408, 0.0538238676259187,
0.1001610593958581, 0.0027417396940753,
49 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0079102118638197, 0.1672379914620751,
-0.0446634545049816, 0.9538638792316029, 0.1821624493674439,
-0.0086016541848434, -0.0904120748904681, 0.0249794941345652,
-0.0296445233056962, -0.0564560601011692, -0.0108611950435018,
-0.0007549817646853, -0.0229523477505459, 0.0186350052257066,
0.0347673961213328, 0.0009477141761302,
50 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
```


0.0000000000000000, -0.0497098285464764, -2.4555120185304804,
 1.4086470945777270, -0.3161299362935026, 0.2575354393355300,
 0.0082829619817171, -0.0640043751690288, 0.0490434888113540,
 0.1424473916303080, 0.7914735611804957, -0.1354272674548629,
 0.0450426092286447, -0.1202909974140432, -0.0146000162427582,
 -0.0264101206299180, -0.0007630926160139,
 56 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, -0.0413669401672675, -1.5394014105271074,
 0.8734585485507506, -0.2497806379550258, 0.1409892524078613,
 0.0323425598907345, -0.0292195893928422, 0.0619500845390217,
 -0.0278336590574618, -0.0058744600905288, 0.9477095237093134,
 0.2718053203821284, -0.0424310883851020, 0.0349260114411871,
 0.0656558739028990, 0.0017775963609940,
 57 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0001719687848507, 0.1556308210158083,
 -0.0957267110005235, 0.0081268179010159, -0.0245767802979285,
 -0.0324708060971208, -0.0287699679196493, -0.0039757982267877,
 -0.0205692540723291, -0.0319015315083305, -0.2711452162845983,
 0.9338297593871018, 0.1233265445373098, 0.0119350522381275,
 0.0221882522906441, 0.0006174166766493,
 58 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, -0.1760422645791417, -6.9919774727831827,
 4.0173336717274166, -1.0980594771872894, 0.6873712236497648,
 0.2264458958727454, -0.3577367155009642, 0.2200960421890732,
 -0.0509234504814387, -0.3416199976553646, 0.0596794497431419,
 -0.2570169495307020, 0.8124061113025128, 0.1010298398463896,
 0.1882180272963910, 0.0050655829163574,
 59 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, -0.2512095718191035, -10.3723284459362170,
 5.9524930872693682, -1.6625156908973655, 1.0208035554063375,
 0.3503578936274017, -0.5963355470317527, 0.4078046780871475,
 -0.2286021005937913, -0.6881107326141588, -0.0092046378031491,
 -0.1902396114991414, -0.2434850873962329, 0.6619252894695152,
 -0.4496155009987202, -0.0081737479685935,
 60 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
 0.0000000000000000, 0.1240770971809957, 0.6308772398500137,
 -0.3447181215029946, 0.1318338695826636, 0.1180739469309659,
 -0.0940135389530889, -0.0061405935665751, 0.1213481310886051,

```

        0.1094734500301187, -0.0518356532743803, -0.1538008899931232,
        0.0309372052332901, 0.2911441502209761, -0.1835816090658596,
        -0.3445760319476348, -0.0514123622208493,
61  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000, -0.0042880546644474, 0.0095220870747264,
        -0.0062061357342722, 0.0001949294214606, -0.0085875679440892,
        0.0028870981719498, 0.0024535044947828, -0.0064487097823685,
        -0.0038100286668544, 0.0042943580700239, 0.0066234448502233,
        -0.0002537125729970, -0.0123791654128814, 0.0136336434751757,
        0.0445355450192398, -0.9381292955048327};
62
63
64  float BK[128]={
65  12069.8647053938580000, -12069.8647053938580000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
66  -477.4027114357354500, 477.4027114357354500, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
67  480.7817823171778900, -480.7817823171778900, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
68  -242.1955665182960000, 242.1955665182960000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
69  242.1328211161168700, -242.1328211161168700, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
70  244.2080234452536700, -244.2080234452536700, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
71  450.6100319655003500, -450.6100319655003500, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
72  313.2981900165530100, -313.2981900165530100, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
73  -766.1433118996728800, 766.1433118996728800, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
74  3810.7731917314941000, -3810.7731917314941000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
75  2405.6284287099529000, -2405.6284287099529000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
76  -226.3526233400748700, 226.3526233400748700, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
77  10948.1756199764880000, -10948.1756199764880000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
78  16190.6466801063030000, -16190.6466801063030000, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
79  -991.3075834736486100, 991.3075834736486100, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
80  -14.7220194142341450, 14.7220194142341450, 0.0000000000000000,
        0.0000000000000000,
81  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 12069.8647053938580000,
        -12069.8647053938580000,
82  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -477.4027114357354500,
        477.4027114357354500,
83  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 480.7817823171778900,
        -480.7817823171778900,
84  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -242.1955665182960000,
        242.1955665182960000,
85  0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 242.1328211161168700,

```

```

-242.1328211161168700,
86 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 244.2080234452536700,
-244.2080234452536700,
87 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 450.6100319655003500,
-450.6100319655003500,
88 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 313.2981900165530100,
-313.2981900165530100,
89 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -766.1433118996728800,
766.1433118996728800,
90 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 3810.7731917314941000,
-3810.7731917314941000,
91 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 2405.6284287099529000,
-2405.6284287099529000,
92 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -226.3526233400748700,
226.3526233400748700,
93 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 10948.1756199764880000,
-10948.1756199764880000,
94 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 16190.6466801063030000,
-16190.6466801063030000,
95 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -991.3075834736486100,
991.3075834736486100,
96 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -14.7220194142341450,
14.7220194142341450};
97
98
99 float C_K[64]={
100 -0.0000015314852206, 0.0000082235877393, -0.0000046958089657,
0.0000010270363692, -0.0000001029932817, -0.0000002934431371,
0.0000000507220026, 0.0000000819291597, 0.0000005947514095,
0.0000005490456034, -0.0000002181279332, -0.0000008159898414,
0.0000016450788618, -0.0000021650497503, -0.0000040325180446,
-0.0000001102438302, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
101 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0000015314852206, 0.0000082235877393,
-0.0000046958089657, 0.0000010270363692, -0.0000001029932817,
-0.0000002934431371, 0.0000000507220026, 0.0000000819291597,
0.0000005947514095, 0.0000005490456034, -0.0000002181279332,
-0.0000008159898414, 0.0000016450788618, -0.0000021650497503,
-0.0000040325180446, -0.0000001102438302};
102
103
104 float D_K[8]={
105 -0.0128029182772827, 0.0128029182772827, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000,
106 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -0.0128029182772827,
0.0128029182772827};
107
108 float U_K[N_INPUTS_K_HINF];
109 float Y_K[N_OUTPUTS_K_HINF];

```

```

110 float Y_K_pre_1[N_OUTPUTS_K_HINF];
111 float Y_K_pre_2[N_OUTPUTS_K_HINF];
112 float X_K_pre_1[N_STATES_K_HINF];
113 float X_K_pre_2[N_STATES_K_HINF];
114
115 void hinf(Vsc1Struct * vsc1)
116 {
117     int i;
118     float vca; float vcb; float vcc;
119
120     // Transformacion tension condensador medida abc-->ab
121     vca = vsc1->dat[UCA];
122     vcb = vsc1->dat[UCB];
123     vcc = vsc1->dat[UCC];
124     abc2alphaBeta(vca, vcb, vcc, vsc1->ucab);
125
126     /*
127     * Asignar entradas al controlador [vc_ref(a);vc(a)vc_ref(b);vc(b)
128     */
129     U_K[0]=vsc1->eabRef[0];
130     U_K[1]=vsc1->ucab[0];
131     U_K[2]=vsc1->eabRef[1];
132     U_K[3]=vsc1->ucab[1];
133
134     /*
135     * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE SALIDA
136     */
137     //  $Y_K = C_K * X_K + D_K * U_K$ 
138     matrix_mul_vector(C_K, N_OUTPUTS_K_HINF, N_STATES_K_HINF, X_K,
139                     Y_K_pre_1);
140     matrix_mul_vector(D_K, N_OUTPUTS_K_HINF, N_INPUTS_K_HINF, U_K,
141                     Y_K_pre_2);
142     for (i=0; i<N_OUTPUTS_K_HINF; i++)
143     Y_K[i]=Y_K_pre_1[i]+Y_K_pre_2[i];
144     vsc1->uab[0]=Y_K[0];
145     vsc1->uab[1]=Y_K[1];
146
147     /*
148     * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE ESTADOS PARA k+1
149     */
150     //  $X_{k+1} = A_K * X_K + B_K * U_K$ 
151     matrix_mul_vector(A_K, N_STATES_K_HINF, N_STATES_K_HINF, X_K,
152                     X_K_pre_1);
153     matrix_mul_vector(B_K, N_STATES_K_HINF, N_INPUTS_K_HINF, U_K,
154                     X_K_pre_2);
155     for (i=0; i<N_STATES_K_HINF; i++)
156     X_K[i]=X_K_pre_1[i]+X_K_pre_2[i];
157 }
158
159 void hinf_reset(float * dat)
160 {
161     int i=0;
162
163     for (i=0; i<N_STATES_K_HINF; i++)
164     X_K[i]=x_init[i];
165 }

```

Apéndice F

Código: Hinf.h

```
1
2  /*
3  * Archivo H de QFT controller. Jose Manuel del Toro.
4  * Automatically generated by generate_hinf_cont_4entradas.m on:
5  *   16-8-2017  18:11
6  * Version del controlador: 1*/
7
8  #ifndef _HINF_SIM_H_
9  #define _HINF_SIM_H_
10 #endif
11
12 #define N_STATES_K_HINF 32
13 #define N_INPUTS_K_HINF 4
14 #define N_OUTPUTS_K_HINF 2
15
16 void hinf(Vsc1Struct * vsc1);
17 void hinf_reset(float * dat);
```


Parte VII
BIBLIOGRAFÍA

Bibliografía

- [CES,] Cesc toolbox. <http://cesc.case.edu/OurQFTCT.htm>. Accessed: 2014-12-10.
- [Altowati et al., 2007] Altowati, A., Zenger, K., and Suntio, T. (2007). Qft based robust controller design for a dc-dc switching power converter. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1–11. IEEE.
- [Bodson et al., 1994] Bodson, M., Sacks, A., and Khosla, P. (1994). Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 39(9):1939–1944.
- [Byl et al., 2005] Byl, M. F., Ludwick, S. J., and Trumper, D. L. (2005). A loop shaping perspective for tuning controllers with adaptive feedforward cancellation. *Precision Engineering*, 29(1):27–40.
- [Cobreces et al., 2010] Cobreces, S., Bueno, E. J., Rodriguez, F. J., Pizarro, D., and Huerta, F. (2010). Robust loop-shaping hinf control of lcl-connected grid converters. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 3011–3017. IEEE.
- [D.Grahame Holmes, 2003] D.Grahame Holmes, T. (2003). *Pulse Width Modulation For Power Converters*. IEEE Press Series on Power Engineering.
- [Doyle et al., 2013] Doyle, J. C., Francis, B. A., and Tannenbaum, A. R. (2013). *Feedback control theory*. Courier Corporation.
- [Gong et al., 2014] Gong, W., Hu, S., Shan, M., and Xu, H. (2014). Robust current control design of a three phase voltage source converter. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2(1):16–22.
- [Horowitz, 1982] Horowitz, I. (1982). Quantitative feedback theory. *IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)*, 129(6):215–226.
- [Houpis et al., 2005] Houpis, C. H., Rasmussen, S. J., and Garcia-Sanz, M. (2005). *Quantitative feedback theory: fundamentals and applications*. CRC Press.
- [Krause et al., 2013] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., and Pekarek, S. (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems*, volume 75. John Wiley & Sons.
- [Lee, 1997] Lee, H. S. (1997). Implementation of adaptive feedforward cancellation algorithms for pre-embossed rigid magnetic (perm) disks. *IEEE transactions on magnetics*, 33(3):2419–2423.

- [Liang et al., 2005] Liang, H., Li, G., Li, G., Li, P., and Yin, M. (2005). Analysis and design of h controller in vsc hvdc systems. In *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, pages 1–6. IEEE.
- [Malo and Grinó, 2008] Malo, S. and Grinó, R. (2008). Adaptive feed-forward cancellation control of a full-bridge dc-ac voltage inverter. *IFAC Proceedings Volumes*, 41(2):4571–4576.
- [Middlebrook, 1976] Middlebrook, R. D. (1976). Input filter considerations in design and application of switching regulators. *IAS'76*.
- [Mohan and Undeland, 2007] Mohan, N. and Undeland, T. M. (2007). *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons.
- [Ogata, 2009] Ogata, K. (2009). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.
- [Olalla et al., 2009] Olalla, C., Leyva, R., El Aroudi, A., and Garcés, P. (2009). Qft robust control of current-mode converters: application to power conditioning regulators. *International Journal of Electronics*, 96(5):503–520.
- [Orellana and Grino, 2013a] Orellana, M. and Grino, R. (2013a). Discrete-time afc control of a single-phase full-bridge lcl pwm rectifier. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, pages 3474–3479. IEEE.
- [Orellana and Grino, 2013b] Orellana, M. and Grino, R. (2013b). Some considerations about discrete-time afc controllers. In *Decision and Control (CDC), 2013 IEEE 52nd Annual Conference on*, pages 6904–6909. IEEE.
- [Pérez et al., 2017] Pérez, J., Cobrecas, S., Grinó, R., and Sánchez, F. J. R. (2017). Hinf current controller for input admittance shaping of vsc-based grid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(4):3180–3191.
- [Rahim and Kandlawala, 2004] Rahim, A. and Kandlawala, M. (2004). Robust statcom voltage controller design using loop-shaping technique. *Electric Power Systems Research*, 68(1):61–74.
- [Sacks et al., 1993] Sacks, A., Bodson, M., and Khosla, P. (1993). Experimental results of adaptive periodic disturbance cancellation in a high performance magnetic disk drive. In *American Control Conference, 1993*, pages 686–690. IEEE.
- [Sidi, 2001] Sidi, M. J. (2001). *Design of Robust Control Systems: From classical to modern practical approaches*. Krieger Publishing Company.
- [Skogestad and Postlethwaite, 2007] Skogestad, S. and Postlethwaite, I. (2007). *Multivariable feedback control: analysis and design*, volume 2. Wiley New York.
- [Tannenbaum, 1980] Tannenbaum, A. (1980). Feedback stabilization of linear dynamical plants with uncertainty in the gain factor. *International Journal of Control*, 32(1):1–16.
- [Towati, 2008] Towati, A. A. (2008). *Dynamic Analysis and QFT-based Robust Control Design of Switched-mode Power Converters*. Helsinki University of Technology.
- [Wu and Narimani, 2017] Wu, B. and Narimani, M. (2017). *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons.

- [Zames, 1981] Zames, G. (1981). Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. *IEEE Transactions on automatic control*, 26(2):301–320.
- [Zmood, 2003] Zmood, D. N. (2003). *A systematic development of improved linear regulators for sinusoidal power converters*. PhD thesis, Monash University.

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR



Universidad
de Alcalá